

CELIA MIWA SIGUIMOTO

**PROJETO E ANÁLISES DE MOTORES SÍNCRONOS
DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS COM
OTIMIZAÇÃO DO TORQUE**

**FLORIANÓPOLIS
2008**

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**PROJETO E ANÁLISES DE MOTORES SÍNCRONOS
DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS COM
OTIMIZAÇÃO DO TORQUE**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

CELIA MIWA SIGUIMOTO

Florianópolis, Julho de 2008

PROJETO E ANÁLISES DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS COM OTIMIZAÇÃO DO TORQUE

Celia Miwa Siguimoto

‘Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Orientador

Prof. Maurício Valencia Ferreira da Luz, Dr.
Co-Orientador

Prof^a. Kátia Campos de Almeida, Dra.
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Nelson Sadowski, Dr.
Presidente

Prof. Maurício Valencia Ferreira da Luz, Dr.
Co-Orientador

Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.

Eng. Jean Viane Leite, Dr.

Eng. Mário Célio Contin, Dr.

"As dificuldades são como as montanhas. Elas só se aplainam quando avançamos sobre elas."

Provérbio japonês

Dedico este trabalho às pessoas que mais amo

Hiromi e Eiti (in memoriam), meus pais.

Aleandro, meu esposo.

Julieta e Cláudio, meus irmãos.

Camille, minha sobrinha.

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Hiromi e Eiti (in memoriam), que com muito esforço, dedicação, disciplina e um amor incondicional, sem se abaterem com as dificuldades que surgiram em suas vidas, me deram a oportunidade de estudar e sempre me incentivaram e apoiaram durante toda a minha vida acadêmica.

Ao meu esposo Aleandro que soube tão bem compreender os momentos de ausência em função deste trabalho, sempre me apoiando e incentivando, acreditando na minha capacidade de realização e contribuindo com valiosas sugestões para o enriquecimento do trabalho.

Aos meus irmãos Julieta e Cláudio e minha sobrinha Camille, pelo apoio e incentivo.

À Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) e ao Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos (GRUCAD) em parceria com a empresa WEG Equipamentos Elétricos S.A., por viabilizarem a realização do Mestrado Profissionalizante em Máquinas Elétricas Girantes.

Aos professores: orientador Nelson Sadowski e co-orientador Maurício V. F. da Luz, pela confiança que depositaram no trabalho, pelo apoio, assistência, e sugestões que enriqueceram o trabalho.

Aos professores João Pedro Assumpção Bastos e Nelson Jhoe Batistela, os engenheiros Jean V. Leite e Mário Contin, com valiosas sugestões que aprimoraram o trabalho.

À WEG Equipamentos Elétricos S.A., através dos Srs. Sigfried Kreutzfeld, Milton Castella, Sebastião Nau, Silvio Billo, Hugo Mello e Vitor Marcon, por consentir a utilização de materiais didáticos para estudo, softwares para simulação, fabricação de protótipos, equipamentos e laboratório para testes.

Aos colegas Carlos Martins, Solon Silveira, Germano Concer, Mario Turqueti, Paulo Lorenzi, Hilton Penha, Cassiano Cezário, Emerson Medeiros, Esmailon Ramos, Gilberto Fiamoncini, Alcindo Muller, Maicon Schmidt, pelas valiosas discussões técnicas, ajudas em simulações da parte mecânica, disponibilizar instrumentos de medição, ajuda nos testes práticos e a todas as pessoas que contribuíram de uma forma ou de outra para a realização deste trabalho.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

PROJETO E ANÁLISES DE MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS COM OTIMIZAÇÃO DO TORQUE

Celia Miwa Siguimoto

Julho / 2008

Orientador: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Co-orientador: Prof. Maurício Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: motor de ímã permanente interno, ímã permanente, torque de relutância

Número de Páginas: 89

RESUMO: O principal objetivo deste trabalho é contribuir com o estudo de motores síncronos de ímãs permanentes internos, de alta eficiência, buscando a melhor relação de torque por corrente, aproveitando o torque de relutância, com o uso do enfraquecimento de campo, que pode ser empregado para estender a faixa de operação do motor ou incrementar o torque eletromagnético. Faz-se uso de programas de cálculo analítico e de elementos finitos como ferramentas de projeto e análises das diferentes topologias do rotor em estudo. São avaliados também limites de operação térmica do ímã e de rotação máxima do rotor. O melhor projeto é escolhido para produção de um protótipo. Testes experimentais são realizados com o protótipo, os quais confirmam o bom desempenho do motor, mostrando uma alta eficiência em uma ampla faixa de rotação. É também comprovado, o uso do enfraquecimento de campo como uma excelente alternativa para a obtenção de torques adicionais ou aumentar a faixa de operação do motor. Na segunda etapa da pesquisa, é realizado o levantamento de custo de material ativo do protótipo. Além disso, novos projetos de motores são avaliados, com o propósito de reduzir custo, mantendo ou melhorando o desempenho. Com o projeto de melhor eficiência é fabricado outro protótipo que é comparado com o primeiro e com um motor de indução. É comprovado nos resultados de testes, que os motores síncronos de ímãs permanentes internos apresentam vantagens em relação aos motores de indução, principalmente em termos de volume e eficiência.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for
the degree of Master in Electrical Engineering

DESIGN AND ANALYSES OF INTERIOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS WITH OPTIMIZED TORQUE

Célia Miwa Siguimoto

July / 2008

Advisor: Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Co-adviser: Prof. Maurício Valencia Ferreira da Luz, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: interior permanent magnet motor, permanent magnet, reluctance torque.

Number of Pages: 89

ABSTRACT: The purpose of this work is to contribute to the study of high efficiency interior permanent magnet synchronous motors, looking at a high torque per current ratio through reluctance torque with field weakening application, which can be used to extend the speed range or to add electromagnetic torque. Analytical calculation and finite element software are used to design and analyze the various different topology of rotor. Also, permanent magnet thermal and rotor maximum speed limits operations are evaluated. The best design is chosen for a prototype production. Experimental tests are done with the prototype, which proves good performance, showing high efficiency on a wide speed range. Also, field weakening application is verified as a good choice to get additional torque or increase speed operation. At second stage of research, it is done the survey of prototype raw material cost and new motor designs are evaluated, with the purpose to reduce cost, keeping or improving the motor performance. With the best design, a new prototype is produced, in order to be compared with the first prototype and with an induction motor. Tests results verified that those interior permanent magnet synchronous motors present advantage on induction motors, mainly in terms of volume and efficiency.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS.....	IX
LISTA DE TABELAS.....	XII
1. INTRODUÇÃO	1
1.1. Objetivo do trabalho	2
1.2. Organização do trabalho	3
2. MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃ PERMANENTE (MSIP)	5
2.1. MSIP CC com controle trapezoidal.....	5
2.2. MSIP CA com controle senoidal	6
2.3. MSIPS e MSIPI – CA.....	8
3. TEORIA SOBRE OS MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS (MSIPI)	11
3.1. Princípio de funcionamento do MSIP	11
3.1.1. Diagrama fasorial do MSIPS	12
3.1.2. Diagrama fasorial do MSIPI.....	14
3.1.3. Diagrama circular	19
3.2. Indutâncias do MSIPI	21
3.2.1. Indutância de enrolamento.....	21
3.2.2. Indutância própria.....	23
3.2.3. Indutância mútua	24
3.2.4. Indutância síncrona.....	26
3.2.5. Ajuste das indutâncias no cálculo.....	28
4. ESTUDO DE DIFERENTES GEOMETRIAS DO ROTOR	29
4.1. Geometrias do rotor	30
5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	33
5.1. Comparação de resultados de simulação	34
5.2. Simulação por MEF-2D da <i>f_{cem}</i> e do <i>cogging</i> torque, com o EFCAD	37
6. AVALIAÇÃO DO PROJETO.....	40
6.1. Considerações sobre a resistência mecânica das chapas do rotor	40
6.2. Medições práticas para caracterização dos ímãs permanentes	42

6.3.	Simulação de curto-circuito no Motor.....	46
7.	PROCEDIMENTO E RESULTADOS DOS TESTES EXPERIMENTAIS.....	48
7.1.	Teste de tensão gerada.....	48
7.2.	Levantamento experimental da curva da corrente I_d	50
7.3.	Procedimento para realização dos testes de elevação de temperatura e avaliação do desempenho	53
7.4.	Resultados dos testes experimentais.....	55
7.4.1.	Teste de elevação de temperatura e avaliação da eficiência.....	55
7.4.2.	Comparação de desempenho com as curvas I_{d-1} e I_{d-2}	59
7.4.3.	Teste de sobrecarga no motor.....	60
7.4.4.	Efeito do enfraquecimento de campo na curva de torque	62
8.	COMPARAÇÃO ENTRE CÁLCULO E TESTE EXPERIMENTAL	64
8.1.	Correção de dados para o cálculo do projeto do motor	64
8.2.	Comparação entre resultados de cálculo e teste	66
9.	ESTUDO DE NOVAS CONCEPÇÕES	69
9.1.	Projetos com diferentes concepções.....	69
9.2.	Comparação dos resultados de simulação	72
9.3.	Comparação de custo de material ativo.....	75
10.	RESULTADOS COMPARATIVOS EXPERIMENTAIS ENTRE OS MOTORES DE INDUÇÃO E DE ÍMÃS PERMANENTES.....	78
10.1.	Comparação dos resultados dos testes experimentais dos três motores	78
11.	CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS	81
11.1.	Conclusões.....	81
11.2.	Sugestões para futuros trabalhos	82
	ANEXO 1 – FABRICAÇÃO DO PROTÓTIPO.....	83
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	85

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1- Formas de onda da f_{cem} e da corrente de alimentação	6
Figura 2.2 – Formas de onda da f_{cem} e da corrente de alimentação.....	6
Figura 2.3– Sentido de magnetização dos ímãs.....	7
Figura 2.4 – a) Motor de ímãs superficiais, [33]	8
Figura 2.5 – Curva de torque x rotação do motor de ímãs superficiais, (nb - rotação base). 9	
Figura 2.6 – Curva de torque x rotação do motor de ímãs internos, (nb - rotação base).....	9
Figura 3.1 – Motor síncrono convencional (rotor bobinado), [2].....	11
Figura 3.2 – Motor síncrono de ímãs permanentes superficial – MSIPS, [33]	12
Figura 3.3 – Motor síncrono de ímãs permanentes interno – MSIPI, [33].....	12
Figura 3.4 – Diagrama fasorial em circuito aberto	12
Figura 3.5 – Circuito de uma fase do motor de ímãs permanentes de pólos não salientes, com fonte de tensão CA, [2].....	14
Figura 3.6 – Diagrama fasorial do motor de ímãs superficiais, [2]	14
Figura 3.7 – Diagrama fasorial do motor de ímãs internos, [2].....	16
Figura 3.8 – Diagrama Vetorial do fluxo concatenado, [2].....	16
Figura 3.9 – Diagrama circular para motor de pólos saliente, [2]	20
Figura 3.10 – Motor de ímãs permanentes de 4 pólos, com eixos d e q e uma fase de enrolamento, [2].....	22
Figura 3.11 - Eixos de referência em graus elétricos, [2].....	22
Figura 3.12 – Variações de L_{aa} e L_{bc} com a posição do rotor θ , [2]	22
Figura 3.13 – Conexão em estrela de linha-linha	25
Figura 4.1 – Projeto A	32
Figura 4.2 – Projeto B	32
Figura 4.3 – Projeto C	32
Figura 4.4 – Projeto D	32
Figura 4.5 – Projeto E.....	32
Figura 5.1 – Relação de Saliência ξ	34
Figura 5.2 – Relação de Torque de Relutância e Torque Nominal Total.....	34
Figura 5.3 – E_{q1} em p.u.....	36
Figura 5.4 – Corrente total do motor	36
Figura 5.5 – Perda Joule no motor.....	37

Figura 5.6 – Perdas no ferro no motor	37
Figura 5.7 – Perdas totais no motor	37
Figura 5.8 – Rendimento do motor.....	37
Figura 5.9 – f_{cem} do projeto A	38
Figura 5.10 – f_{cem} do projeto B	38
Figura 5.11 – f_{cem} do projeto C	38
Figura 5.12 – f_{cem} do projeto D	38
Figura 5.13 – f_{cem} do projeto E	38
Figura 5.14 – Comparação do <i>cogging</i> torque dos projetos	39
Figura 6.1 – Análise da tensão mecânica do rotor no ANSYS	41
Figura 6.2 – Tensão mecânica do rotor x rotação.....	42
Figura 6.3 – Curva Característica de Desmagnetização em 25°C.....	43
Figura 6.4 - Curva Característica de Desmagnetização em 150°C	44
Figura 6.5 – Curva Característica de Desmagnetização em 160°C.....	45
Figura 6.6 - Curva Característica de Desmagnetização em 180°C	45
Figura 6.7 - Curto-circuito com Tímã=180°C em 3600 rpm.....	47
Figura 6.8 - Região crítica de desmagnetização do ímã.....	47
Figura 7.1 – Esquema de ligação para o teste de tensão gerada.....	49
Figura 7.2 – Tensão gerada de linha, experimental $E(t)$ por tempo	49
Figura 7.3 – Esquema elétrico para levantamento da corrente I_d	50
Figura 7.4 – Curva de torque	51
Figura 7.5 – Curva da Potência	51
Figura 7.6 – Medição da curva de corrente I_{d-1} e I_{d-2}	52
Figura 7.7 – Esquema para medição das grandezas elétricas	53
Figura 7.8 – Teste experimental com o protótipo em estudo	54
Figura 7.9 – Aquisição dos dados com o laptop.....	54
Figura 7.10 – Registro de temperatura nos enrolamentos do estator e no mancal	54
Figura 7.11 – Curva de torque	56
Figura 7.12 – Corrente total do motor	58
Figura 7.13 – Perda joule do motor	58
Figura 7.14 – Perdas totais do motor.....	58
Figura 7.15 – Rendimento do motor e do conjunto.....	58
Figura 7.16 – $\cos \phi$ do motor.....	58

Figura 7.17 – Fator de potência do conjunto	58
Figura 7.18 – Elevação de temperatura no motor.....	58
Figura 7.19 – Levantamento da curva de torque x rotação	61
Figura 7.20 – Elevação de temperatura com sobrecarga	61
Figura 7.21 – Curvas característica de torque com e sem I_d	63
Figura 9.1 – Projeto Atual	71
Figura 9.2 – Projeto P1	71
Figura 9.3 – P2	71
Figura 9.4 – P3	71
Figura 9.5 – P4	71
Figura 9.6 – MIT	71
Figura 9.7 – Corrente total no motor	72
Figura 9.8 – Comparação das perdas em pu.....	74
Figura 9.9 – Distribuição de perdas em %.....	74
Figura 9.10 – Rendimento do motor.....	75
Figura 9.11 – Comparação de custo de material ativo em pu.....	76
Figura 9.12 – Distribuição do custo do material ativo em %	77
Figura 10.1 – Corrente total do motor	80
Figura 10.2 – Perdas Joule no estator	80
Figura 10.3 – Perdas totais no motor	80
Figura 10.4 – Elevação de temperatura	80
Figura 10.5 – Rendimento do motor.....	80
Figura 10.6 – Rendimento do conjunto	80
Figura A.1 – Processo de montagem das lâminas do rotor	84
Figura A.2 – Montagem do rotor no estator	84

LISTA DE TABELAS

Tabela 6.1 – Propriedades do ímã de NdFeB – Catálogo do fabricante.....	42
Tabela 6.2 – Propriedade do ímã – 25°C.....	43
Tabela 6.3 – Propriedade do ímã – 150°C.....	44
Tabela 6.4 – Propriedade do ímã – 160°C.....	45
Tabela 6.5 – Propriedade do ímã – 180°C.....	45
Tabela 7.1 – Comparação de desempenho do motor e do conjunto com I_{d-1} e I_{d-2}	60
Tabela 8.1 – Cálculo comparativo com correção na remanência do ímã e do ΔT do enrolamento	65
Tabela 8.2 – Comparação entre cálculo e teste experimental em 3600 rpm	66
Tabela 8.3 – Dados experimentais no cálculo do projeto.....	67
Tabela 8.4 – Comparação entre o projeto calibrado e teste experimental	67
Tabela 8.5 – Comparação entre simulação e teste para toda a faixa de operação de torque constante	68

1. INTRODUÇÃO

No Brasil, a classe industrial é o setor de maior consumo de energia elétrica, chegando a 47% do consumo global, ou seja, cerca de 346 bilhões de kWh no ano de 2005, segundo a Empresa de Pesquisa Energética – EPE.

Sistemas compreendendo: acionamento eletro-eletrônico, motor elétrico, acoplamento entre motor e carga, cargas acionadas como bombas, compressores, ventiladores, exaustores, correias transportadoras, são responsáveis por quase 50% do consumo do setor industrial no Brasil, [fonte: BEU/MME].

Os motores elétricos em aplicações na indústria consomem sozinhos, cerca de 30% a 40% da energia elétrica gerada, no mundo, [fonte: Draft IEC 60034-30].

Contudo, grande parte das fontes de energia utilizada no mundo é proveniente de combustível fóssil não renovável e limitada, que emite gás de dióxido de carbono (CO_2) na atmosfera, que intensifica o aquecimento global.

Este tema tornou-se um assunto tão importante que há um empenho mundial em aumentar a eficiência energética dos equipamentos utilizados na indústria, desenvolvendo sistemas completos de acionamento mais eficientes, [3].

A eletrônica de potência, juntamente com o motor elétrico, são as tecnologias cruciais para a competitividade industrial, no mercado mundial.

Uma das mais valiosas realizações na eletrônica de potência foi introduzir a possibilidade de variação da frequência a partir de uma fonte de energia gerada fixa. O inversor de frequência variável controla a rotação do motor por variação de frequência, e isto, pode significativamente reduzir a energia consumida, particularmente em severos ciclos de trabalhos, por exemplo, em ventiladores, bombas e sistemas compressores, [3].

Portanto, o aumento da eficiência de sistemas de acionamentos é a medida mais eficaz para reduzir primariamente o consumo de energia, e por meio disso reduzir emissões de gases CO_2 , que causam aquecimento global, [3].

Assim, o potencial de economia de energia total de um sistema otimizado é tipicamente em torno de 30% a 60%. O uso de motores elétricos otimizados com rendimentos superiores, podem sozinhos representar 7% desta economia, [fonte: IEA - 7 Julho 2006, Motor Workshop].

Seguindo a tendência mundial em desenvolver sistemas de acionamento cada vez mais eficientes, os estudos voltados aos avanços tecnológicos de Motores Síncronos de Ímãs Permanentes (MSIP) têm recebido grande atenção, tanto no meio acadêmico como na indústria.

Isto se deve ao seu elevado rendimento, alta densidade de potência e alta relação de torque por inércia, que faz o MSIP uma excelente escolha em aplicações onde acoplamento direto e variação de rotação são necessários, [4] e [12].

Há várias configurações de MSIP. A principal razão para tantas configurações se deve a ampla variedade de aplicações. Dentre os MSIP existentes, há dois tipos principais, com rotor interno e externo, [1].

Os motores com rotor interno possuem a vantagem de apresentar alto torque por inércia e tem configuração mais próxima do motor de indução e máquinas síncronas CA convencionais. Assim, podem ser construídos a partir de estatores de motores de indução comercialmente disponíveis, [1], [12].

Os MSIP de rotor interno podem ainda ser classificados em: Motores Síncronos com Ímãs Permanentes Superficiais (MSIPS), onde os ímãs permanentes são montados na superfície do rotor diretamente em face ao entreferro e os enrolamentos do estator, e os Motores Síncronos com Ímãs Permanentes Internos (MSIPI), em que os ímãs permanentes são embutidos no rotor.

Nos MSIPI, do ponto de vista mecânico, sua construção é mais robusta e indicada para alta rotação, com operação suave e de melhor desempenho dinâmico, [12]. Em termos eletromagnéticos, a introdução de saliência no rotor e diminuição do entreferro, aumenta a capacidade de enfraquecimento do campo. Esta característica pode ser empregada para estender a faixa de rotação do motor, e/ou incrementar o torque eletromagnético, fazendo-se uso do torque de relutância, [12] a [16] e que será estudado neste trabalho.

1.1. Objetivo do trabalho

O Motor Síncrono de Ímãs Permanentes internos (MSIPI) tem saliência no rotor, as quais originam indutâncias diferentes no eixo direto e quadratura, L_d e L_q , respectivamente. Esta saliência permite um torque total maior devido à presença do torque de relutância. Quanto maior a diferença entre as indutâncias L_d e L_q , maior é o torque de relutância, [2].

Muitos artigos [15] a [18] têm investigado o desempenho do enfraquecimento de campo do MSIPI em diferentes projetos de rotor. Entretanto, poucos artigos têm mencionado que há diferença no desempenho em termos de torque e eficiência nas operações em alta rotação e em operações com rotação mais baixa ou abaixo da nominal, [12].

Neste contexto, o principal objetivo deste trabalho foi projetar e avaliar diferentes topologias de motores de ímãs permanentes internos, buscando a melhor relação entre as indutâncias L_d e L_q . Os parâmetros de comparação dos motores foram a eficiência, perdas, relação de torque por corrente, qualidade da forma de onda da força contra eletromotriz (f_{cem}), do *cogging torque* e o custo final.

1.2. Organização do trabalho

Inicialmente, foram realizados os projetos e análises de cinco geometrias diferentes de rotor, com intuito de aproveitar o torque adicional de relutância, buscando a melhor relação entre as indutâncias L_d e L_q . Os projetos foram definidos para atender as condições de 30 kW, 380 V, na rotação nominal de 3600 rpm.

Foram avaliadas ainda as formas de onda da força contra eletromotriz (f_{cem}) e o *cogging torque*, utilizando o método de elementos finitos 2D (MEF-2D).

Ao final da análise das cinco geometrias de rotores, foi escolhido o projeto de melhor desempenho para a realização de um estudo detalhado do projeto. Contudo, mesmo com a concepção do motor definida, alguns critérios de projeto foram verificados para assegurar a integridade física do motor.

Para este projeto, foi construído um protótipo cujo desempenho foi avaliado em laboratório. Os resultados experimentais foram comparados com os resultados teóricos para validação da metodologia de projeto.

Na segunda etapa da pesquisa, foi realizado o levantamento de custo de material ativo do protótipo e avaliada a viabilidade de novas alternativas de projetos para redução de custo, mantendo ou melhorando o desempenho do mesmo.

Desta forma, quatro novas propostas de projetos são avaliadas. No estudo, foram projetados motores com diferentes geometrias do rotor, número de pólos, dimensões de ímãs, tipos e características de ímãs e estatores.

Comparações de desempenho por simulações foram realizadas entre as quatro novas propostas de projeto, o primeiro protótipo e um motor de indução. A partir desta comparação, dentre as quatro propostas, o projeto de MSIPI com o melhor desempenho foi escolhido para a confecção de um novo protótipo. Além disso, foi confeccionado um outro protótipo de motor de indução para avaliação prática. Assim, a avaliação final foi realizada comparando-se os resultados experimentais dos dois protótipos de MSIPI e do motor de indução.

Para o projeto e análise dos motores é utilizado o software comercial SPEED, desenvolvido pela Universidade de Glasgow. O software SPEED permite calcular diferentes máquinas elétricas, dentre elas os motores de ímãs permanentes. Para a realização do cálculo analítico dos motores de ímãs permanentes internos é empregado o módulo PC-BDC, que permite simular o motor acionado por um conversor de frequência. Para o refinamento e calibração do cálculo analítico é empregado o programa de elementos finitos PC-FEA, também do SPEED.

Para as análises da força contra eletromotriz (f_{cem}) e o “cogging torque” das diferentes topologias em estudo é utilizado o software de elementos finitos EFCAD, desenvolvido pelo GRUCAD (Grupo de Concepções e Análises de Dispositivos Eletromagnéticos) da Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC).

Para aproveitar o torque de relutância, a fim de obter a maior relação de torque por corrente, é utilizado um método de controle de corrente, onde há o controle da corrente do eixo direto I_d , além do tradicional controle da corrente do eixo em quadratura I_q .

Além de otimizar o torque, a corrente do eixo direto, ao enfraquecer o fluxo no entreferro, permite que o motor atenda uma ampla faixa de rotação.

Em geral, o controle da corrente I_d é igual à zero, a fim de evitar a desmagnetização do ímã permanente, pois a componente da corrente de armadura do eixo-d (I_d) enfraquece o fluxo no entreferro. Entretanto, com o advento dos ímãs permanentes de terras raras, com grande campo coercitivo, tornou-se possível o método de controle de I_d diferente de zero, [21] e [22].

Para averiguar as potencialidades do motor, através de simulações computacionais e verificado em testes experimentais, é analisado o desempenho em termos de torque, corrente, rendimento, potência e faixa de operação.

2. MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃ PERMANENTE (MSIP)

Há várias configurações diferentes de MSIP. Dentre os existentes, há o motor com rotor interno e o externo ao estator, [1].

Nos motores de rotor interno ao estator, há dois tipos: os motores síncronos com ímãs permanentes superficiais, onde os ímãs permanentes são montados na superfície do rotor, diretamente em face ao entreferro e os enrolamentos do estator, e os motores com ímãs permanentes internos, em que os ímãs permanentes são embutidos no rotor. As principais características destes motores serão discutidas a seguir.

2.1. MSIP CC com controle trapezoidal

O MSIP CC é projetado para desenvolver uma forma de onda de força contra eletromotriz (f_{cem}) trapezoidal e a forma de onda da corrente idealmente retangular, conforme mostrado na Figura 2.1, [2] e [4].

Para se obter a f_{cem} trapezoidal, em geral, os ímãs permanentes são montados na superfície do rotor.

O controle do acionamento trapezoidal é mais simples, pois não há necessidade de haver um sensor de posição de alta resolução no rotor, uma vez que basta medir a posição do rotor a cada 60° (pois uma das três fases do estator não é excitada durante cada intervalo de 60°) para obter-se a sequência de chaveamento adequada,[1] e [4].

Além disso, requer somente um sensor de corrente no link CC, que viabiliza um menor custo do conversor de frequência. Entretanto, este tipo de motor apresenta um torque pulsante maior do que o MSIP CA, [4].

Geralmente, estes motores são utilizados em aplicações de baixas potências, alguns poucos kW, e que não necessitem de alto desempenho. Para aplicações com potências maiores e rendimentos elevados, o MSIP CC apresenta desvantagem em relação ao MSIP CA, [2].

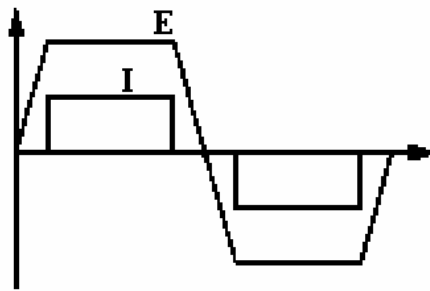


Figura 2.1- Formas de onda da f_{cem} e da corrente de alimentação

2.2. MSIP CA com controle senoidal

O MSIP CA, é projetado para que a f_{cem} e a corrente de alimentação sejam senoidais, Figura 2.2, resultando em um torque suave, [1] a [4].

O aspecto fundamental do MSIP CA é que a f_{cem} gerada no enrolamento em cada fase, pela rotação do ímã, deve ser uma função senoidal do ângulo do rotor. A onda senoidal pura depende parcialmente da distribuição do fluxo do ímã, que deve ser tão próximo quanto possível de uma onda senoidal, e da distribuição do enrolamento, [1] a [4].

Se o enrolamento tivesse distribuição perfeitamente senoidal, este não teria fluxo concatenado com harmônicas espaciais na distribuição do fluxo do ímã. Entretanto, os enrolamentos na prática não são perfeitamente distribuídos senoidalmente. Desta forma, é importante fazer a distribuição do fluxo do ímã tão próximo quanto possível de uma onda senoidal, [1] e [4].

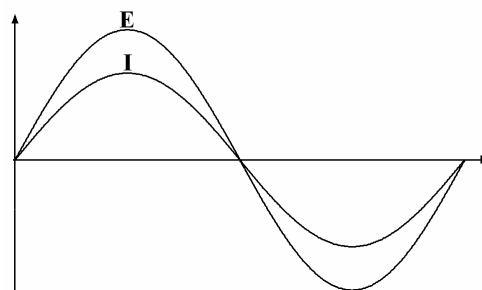


Figura 2.2 – Formas de onda da f_{cem} e da corrente de alimentação.

A Figura 2.3 mostra um exemplo de sentido de magnetização dos ímãs, de forma a obter uma distribuição do fluxo do ímã no entreferro mais senoidal ou trapezoidal possível, [3].

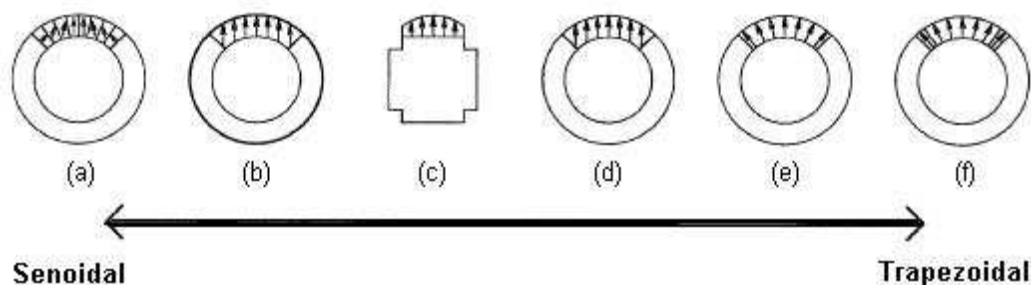


Figura 2.3– Sentido de magnetização dos ímãs

Já os enrolamentos podem ter a distribuição aproximadamente senoidal através de três métodos:

- Passo encurtado – significa que as bobinas do enrolamento possuem passo menor do que π radianos elétricos. Este método tem a vantagem adicional da redução da resistência e diminuição da quantidade de cobre na cabeça de bobina, assim como facilitar o manuseio da cabeça de bobina na fábrica. Passos de enrolamento de $5/6$, sendo o passo fracionário relativo a um passo polar ou π radianos elétricos. Enrolamentos “concêntricos” são essencialmente formados pelas combinações de bobinas de passo encurtado, na qual todos têm o mesmo eixo, [1], [4] e [11].
- Inclinação – pode ser aplicada no enrolamento ou no rotor, ambos os métodos são usados na indústria, [1], [4] a [10].
- Enrolamento distribuído – significa que os condutores são distribuídos inteiramente no estator. Em máquinas CA de grande porte, em geral de alta tensão, a distribuição é obtida por enrolamentos imbricados em que todas as bobinas são idênticas. Em máquinas de baixa tensão é mais comum usar enrolamentos concêntricos, [1].

Ao contrário do acionamento trapezoidal, o controle do acionamento senoidal é mais complexo, pois são necessários sensores de correntes em cada fase e um sensor de posição de alta resolução para manter a sincronização precisa da forma de onda da corrente com a posição angular do rotor em cada instante de tempo, [1] e [4]. O sensor de posição pode ser um encoder óptico ou resolver.

Contudo, a utilização de sensores de posição aumenta o custo do acionamento. Desta forma, atualmente há intensas pesquisas no uso do controle *sensorless* (sem sensor) em substituição ao sensor de posição. Este utiliza métodos numéricos de estimação da posição e rotação. As vantagens da operação sem sensor de posição e rotação são a eliminação do sensor, do cabo do sensor, redução da complexidade do hardware, diminuição das interferências eletromagnéticas, além de reduzir o custo do acionamento, [32] e [36].

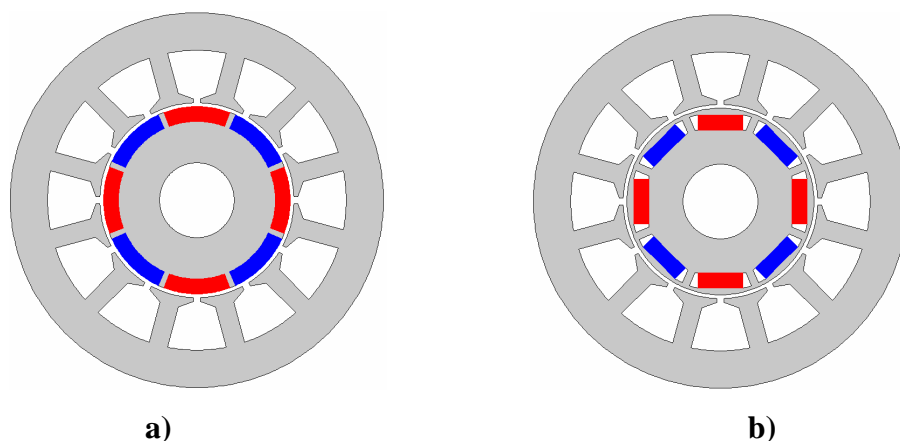
2.3. MSIPS e MSIPI – CA

O MSIPS CA, Figura 2.4 (a), também conhecido como motor de pólos lisos possui indutâncias no eixo direto (L_d) e quadratura (L_q), que são praticamente iguais e constantes, [1] e [2].

O MSIPS CA apresenta uma limitada capacidade para operar em rotações acima da nominal, com potência constante, Figura 2.5, devido à baixa indutância resultante do grande entreferro, [1] e [2].

O MSIPI CA ou pólos salientes, Figura 2.4 (b), possui ímãs embutidos internamente no rotor. Devido à saliência do rotor, este tende a produzir indutâncias L_d e L_q diferentes. Esta saliência produz torque de relutância que, somado ao torque de alinhamento devido aos ímãs, produz um torque resultante maior, [1] e [2].

Além disso, com o recurso de enfraquecimento de campo, os MSIPI são capazes de alcançar maiores rotações, acima da nominal, com potência constante [2], [12] e [20], conforme Figura 2.6.



**Figura 2.4 – a) Motor de ímãs superficiais, [33]
b) Motor de ímãs internos, [33]**

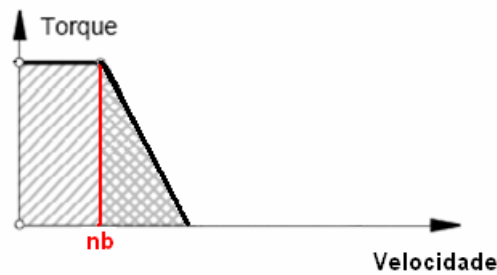


Figura 2.5 – Curva de torque x rotação do motor de ímãs superficiais, (nb - rotação base)

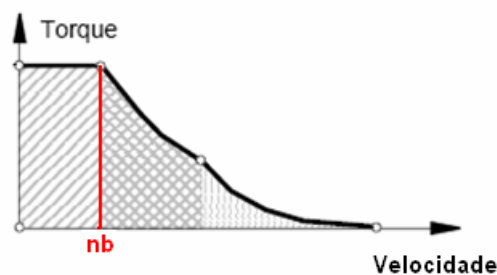


Figura 2.6 – Curva de torque x rotação do motor de ímãs internos, (nb - rotação base)

O MSIPS tem sido quase universalmente usado, em ambas as aplicações de baixo e alto custo, em substituição de máquinas CC e de indução, devido ao seu torque e dinâmica mais elevados, volume menor e rendimento mais alto, [19].

Já, o interesse no uso do MSIPI tem aumentado nos últimos anos devido às adicionais vantagens que este tipo de motor apresenta, [19]. Das quais podem ser citadas:

- Formato simples do ímã: o formato geralmente influencia no custo do ímã e também o mesmo ímã pode ser usado em motores de diferentes tamanhos;
- Redução de problemas de fixação dos ímãs, além de não necessitar de bandagem e isto favorece na redução no tempo de fabricação;
- Torque mais elevado, devido as duas componentes de torque de relutância e de alinhamento devido aos ímãs;
- Alta relação de torque por Ampère e torque por volume, que minimiza o custo do conversor e as dimensões de todo o acionamento;
- Baixo ripple de torque: pode ser obtido com um projeto adequado na estrutura do rotor;

- Alta dinâmica: graças à alta densidade de torque, o motor de ímãs internos pode ser projetado com uma inércia muito baixa;
- Do ponto de vista mecânico, a construção do rotor é mais robusta, pois como os ímãs são embutidos no interior do rotor, os ímãs ficam protegidos contra a força centrífuga.
- Melhores possibilidades de trabalhar na região de enfraquecimento de campo e atingir rotações mais elevadas.

3. TEORIA SOBRE OS MOTORES SÍNCRONOS DE ÍMÃS PERMANENTES INTERNOS (MSIPI)

3.1. Princípio de funcionamento do MSIP

Os termos eixo direto e em quadratura referem-se aos dois eixos de simetria do campo magnético conforme definido pelo enrolamento de excitação ou de campo.

Em máquinas de ímãs permanentes, em geral, o enrolamento de excitação (neste caso o ímã permanente) está no rotor, portanto os eixos, direto (d) e quadratura (q), estão fixos ao rotor.

O eixo d é o eixo de simetria que está localizado no centro de um pólo do rotor, é conhecido também como eixo polar ou eixo de campo. O outro eixo de simetria é o eixo q , conhecido como eixo interpolar. Em termos elétricos os eixos d e q são ortogonais, isto é, separados por 90 graus elétricos, [1], [2].

Nas máquinas de ímãs permanentes, o rotor bobinado do motor síncrono, Figura 3.1, é substituído por ímãs permanentes, Figura 3.2 e Figura 3.3, entretanto o significado de eixos d e q permanece inalterado.

O MSIPI, da Figura 3.3, é uma máquina de pólos salientes com diferentes propriedades indutivas ao longo dos eixos d e q . Já o MSIPS possui pólos não salientes, Figura 3.2, sendo rotativamente simétrico, mas desconsiderando a magnetização dos ímãs e a possibilidade de pequena diferença na permeabilidade ao longo dos eixos d e q , [2].

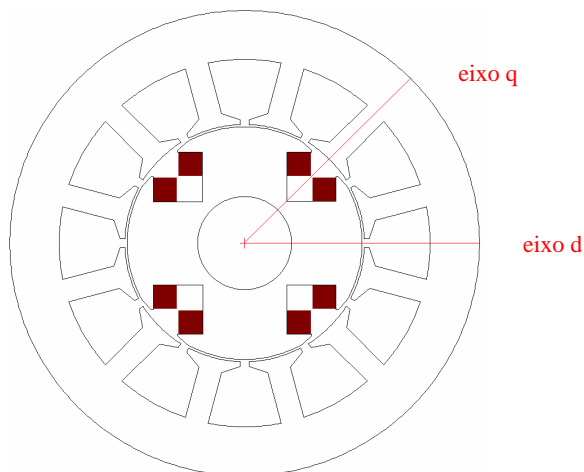


Figura 3.1 – Motor síncrono convencional (rotor bobinado), [2]

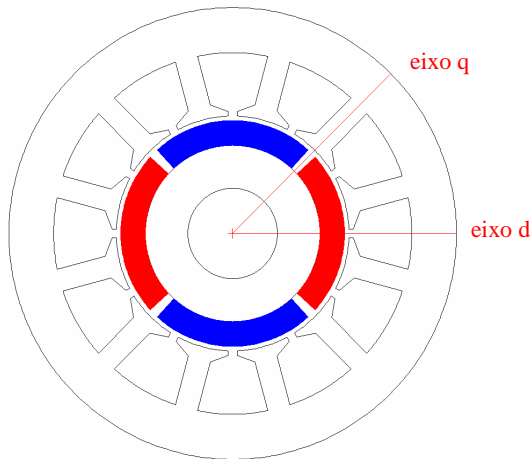


Figura 3.2 – Motor síncrono de ímãs permanentes superficial – MSIPS, [33]

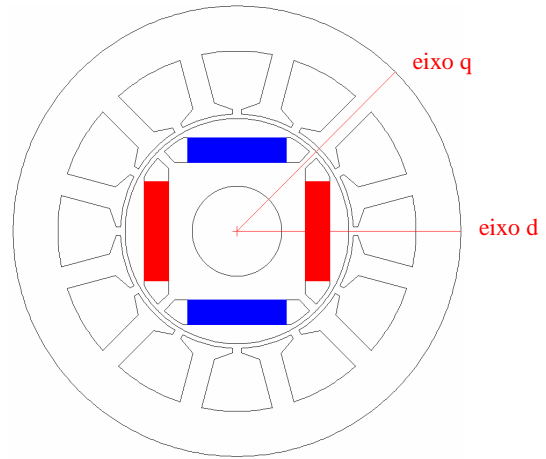


Figura 3.3 – Motor síncrono de ímãs permanentes interno – MSIPI, [33]

3.1.1. Diagrama fasorial do MSIPS

O diagrama fasorial em circuito aberto é representado na Figura 3.4. Desde que o motor esteja em circuito aberto e não haja corrente, o fasor da *fcem* gerada E antecede o fasor do fluxo concatenado fundamental Ψ_{IMd} , por 90° , [2].

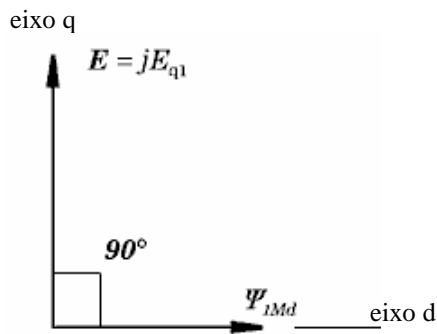


Figura 3.4 – Diagrama fasorial em circuito aberto

A fundamental do fluxo concatenado Ψ_{IMd} é o produto do número efetivo de espiras em série por fase $k_{w1}T_{ph}$ e a componente fundamental do fluxo do ímã no entreferro Φ_{IMd} . Onde, k_{w1} é a harmônica fundamental do fator de enrolamento e T_{ph} é o número de espiras em série por fase. Assim, se B_{IMd} é o valor de pico da fundamental da densidade de fluxo produzido pelo ímã em circuito aberto, tem-se:

$$\Psi_{1Md} = k_{w1} T_{ph} \phi_{1Md} = \frac{k_{w1} T_{ph}}{\sqrt{2}} \frac{B_{1Md} D L_{stk}}{p} \quad (3.1)$$

onde p são os pares de pólo e L_{stk} o comprimento do pacote. Assim, a relação fasorial entre E e Ψ_{1Md} é:

$$E = jE_{q1} = j\omega\Psi_{1Md} \quad (3.2)$$

onde o subscrito 1 enfatiza a fundamental, q o eixo em quadratura, d o eixo direto e M o ímã. A defasagem de 90° vem da lei de Faraday, onde os fasores são expressos como números complexos, em que é comum considerar o fasor do fluxo concatenado do ímã alinhado no eixo d , enquanto a $fcem$ gerada é alinhada no eixo q .

Se o motor é de pólos não salientes, este pode ser representado eletricamente pela $fcem$ gerada E , resistência de fase R e reatância síncrona X_s (que é equivalente ao X_d de uma máquina de pólos salientes), Figura 3.5. Admite-se que a fonte de tensão CA é uma fonte perfeita, ou seja, sem queda de tensão na impedância interna. O diagrama fasorial para o circuito da Figura 3.5 é exposto na Figura 3.6.

A Figura 3.6, mostra que a fonte de tensão V compreende as quedas de tensão RI , $jX_s I$ e E , as quais devem ser somadas vetorialmente, pois não estão em fase. A queda de tensão RI está em fase com a corrente I e seu fasor é paralelo ao fasor de corrente, entretanto a queda de tensão $jX_s I$ está no ângulo reto à corrente e antecede em fase, pois X_s é uma impedância indutiva.

O ângulo ϕ entre V e I é o ângulo do fator de potência, de maneira que o fator de potência é $\cos\phi$. O ângulo γ entre E e I é o ângulo de torque, que é muito importante no conversor, pois este controla a fase e magnitude da corrente referente a posição do eixo. O ângulo δ entre V e E é chamado de ângulo de carga.

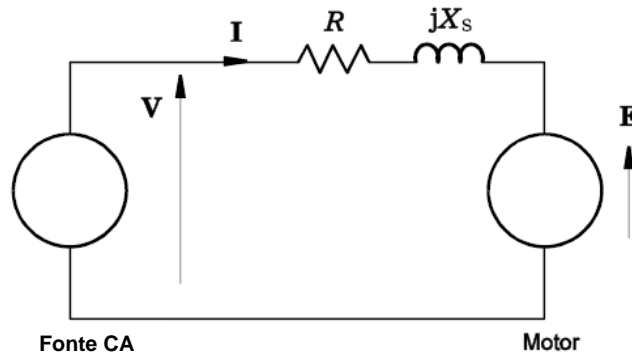


Figura 3.5 – Circuito de uma fase do motor de ímãs permanentes de pólos não salientes, com fonte de tensão CA, [2]

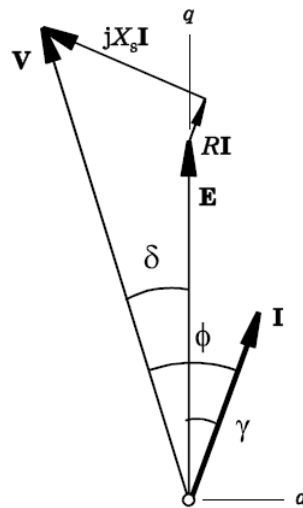


Figura 3.6 – Diagrama fasorial do motor de ímãs superficiais, [2]

3.1.2. Diagrama fasorial do MSIPI

Para um motor de pólos salientes, a Figura 3.7 mostra o diagrama fasorial com X_d diferente de X_q . A queda de tensão $X_s I$ é substituída por duas quedas de tensões distintas $X_d I_d$ e $X_q I_q$, [2].

Em regime permanente, a tensão V (rms) em cada fase está relacionada ao seu fluxo concatenado Ψ (rms) por uma simples equação $V = \omega \Psi$, onde ω é a frequência em rad/s. O ângulo de fase da tensão está 90° adiantado do fluxo concatenado. Na Figura 3.7, por exemplo, V é representado por um fasor que está 90° adiantado de Ψ .

O diagrama fasorial foi dividido em duas partes. Na Figura 3.7, estão representadas as variáveis elétricas e na Figura 3.8, o fluxo concatenado magnético. A separação em duas partes permite que fique mais fácil de entender o diagrama.

O fluxo gira no espaço, em uma rotação angular de ω rad/s. O fluxo concatenado pode, portanto ser representado como vetor espacial (se considerado como fisicamente girante no espaço), ou simplesmente como fasor (se considerado como grandeza senoidal no tempo).

Em um motor de ímãs permanentes, o fluxo do ímã enlaça todo o enrolamento, e origina o fluxo concatenado Ψ_{IMd} em cada fase, quando não há corrente fluindo. A tensão de circuito aberto E corresponde a este fluxo concatenado, que antecede Ψ_{IMd} na fase por 90° , da mesma forma que V antecede Ψ em 90° . No diagrama fasorial, o fluxo Ψ_{IMd} está ao longo do eixo d , e portanto E está ao longo do eixo q .

O diagrama fasorial no tempo (de tensões e correntes) e o diagrama de espaço vetorial (fluxo concatenado), ambos giram sincronizadamente em seus respectivos sistemas de coordenadas.

Quando a corrente circula nos enrolamentos do estator, este cria um fluxo adicional, o qual é mais fácil de ser analisado se decomposto em duas componentes no diagrama fasorial: I_d ao longo do eixo d e I_q ao longo do eixo q .

$$I = I_d + jI_q \quad (3.3)$$

O fluxo concatenado produzido pelo I_d é o $L_d I_d$, onde o L_d é a indutância síncrona do eixo d . Esta está em fase com I_d e induz uma tensão $jX_d I_d$ que está 90° adiantada de I_d , isto é, paralela ao eixo q , onde $X_d = \omega L_d$ é a reatância síncrona do eixo d .

Assim como a corrente I_q produz o fluxo concatenado $L_q I_q$ e uma tensão $jX_q I_q$, que é paralela a região negativa do eixo d , com $X_q = \omega L_q$, que é a reatância síncrona do eixo q . A tensão total nos terminais de fase é a resultante das componentes de tensões E , $jX_d I_d$, e $jX_q I_q$, somados vetorialmente.

Similarmente, o fluxo concatenado total é a soma vetorial dos componentes dos fluxos concatenados Ψ_{IMd} , $L_d I_d$ e $L_q I_q$.

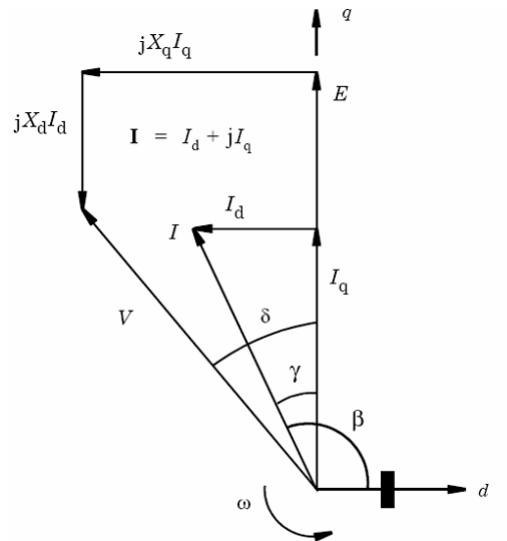


Figura 3.7 – Diagrama fasorial do motor de ímãs internos, [2]

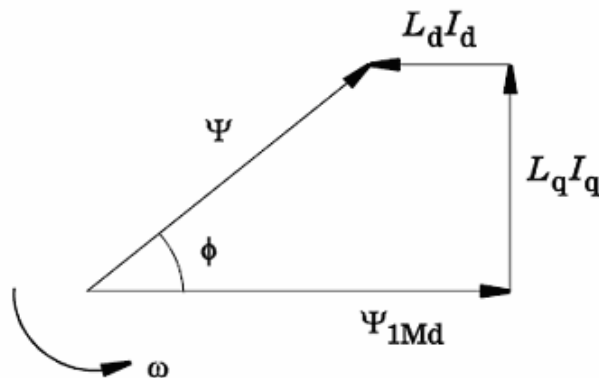


Figura 3.8 – Diagrama Vetorial do fluxo concatenado, [2]

O diagrama fasorial é muito útil no entendimento de como o torque é limitado pela tensão e corrente disponíveis no conversor.

Desprezando-se as perdas, o torque eletromagnético é dado por:

$$T_e = mp(\Psi_d I_q - \Psi_q I_d) \quad (3.4)$$

onde m é o número de fases, p é o número de pares de pólos, e Ψ_d e Ψ_q são as componentes do eixo d e q do fluxo concatenado eficaz por fase. No eixo d o enlace de fluxo tem duas

componentes, Ψ_{1Md} devido ao ímã e $L_d I_d$ devido a componente I_d da corrente no estator. No eixo q não há fluxo devido ao ímã, mas somente a componente de reação de armadura $L_q I_q$. Assim:

$$\Psi_d = \Psi_{1Md} + L_d I_d; \quad \Psi_q = L_q I_q \quad (3.5)$$

Se forem substituídas as expressões Ψ_d e Ψ_q , obtém-se:

$$T_e = mp(\Psi_{1Md} I_q + I_q I_d (L_d - L_q)) \quad (3.6)$$

A equação acima mostra que há duas componentes de torque, um torque de alinhamento devido ao ímã permanente $\Psi_{1Md} I_q$ e um torque de relutância $I_q I_d (L_d - L_q)$. Se não há saliência $L_d = L_q$, conseqüentemente não haverá torque de relutância. Se o fluxo do ímã é constante, o torque é proporcional a I_q . Assim, a constante de torque $k_T = T_e/I$ é constante, contanto que o controle mantenha $I = I_q$, o qual é chamado de “controle de quadratura”.

Se, há saliência, o L_d e o L_q são diferentes. Assim, a combinação do torque de alinhamento, devido ao ímã permanente e o torque de relutância, podem ser ajustados com o ângulo de fase da corrente (γ) e de sua magnitude.

As correntes de eixo direto e em quadratura podem ser escritas como:

$$I_d = -I \sin \gamma; \quad I_q = I \cos \gamma \quad (3.7)$$

Substituindo estas expressões na equação (3.6), obtém-se:

$$T_e = mp(\Psi_{1Md} I \cos \gamma - I^2 \sin \gamma \cos \gamma (L_d - L_q)) \quad (3.8)$$

Se não há saliência $L_d - L_q = 0$ e pode-se concluir da equação (3.8), que o ângulo de fase que maximiza o torque é $\gamma = 0$, isto é, a corrente é orientada no eixo q em fase com a f_{cem} E .

Se o ângulo de fase γ varia enquanto a magnitude da corrente permanece constante, o fasor de corrente é limitado em um círculo no plano d e q . O raio pode ser definido pela corrente de pico ou eficaz, e se é nominal ou máxima. O círculo define uma condição de contorno de todos os fasores de corrente possíveis.

Um conversor com regulador de corrente normalmente tem completo controle da forma de onda da corrente, e este pode posicionar o fasor da corrente em qualquer lugar dentro do círculo.

A f_{cem} E é igual a $\omega \Psi_{1Md}$ e em altas rotações esta se aproxima da fonte de tensão V_m disponível. Em certos valores de γ , o conversor não tem disponível tensão suficiente para manter a corrente I_m . Na qual V_m e I_m são tensão e corrente máximas.

Esta condição é interessante para examinar o que acontece quando o conversor está mais próximo do limite de tensão do que do limite de corrente. O ângulo de fase entre V_m e E é δ (Figura 3.7).

Do diagrama fasorial, tem-se:

$$I_d = \frac{V_q - E}{X_d} = \frac{V_m \cos \delta - E}{X_d} \quad (3.9)$$

$$I_q = \frac{-V_d}{X_q} = \frac{V_m \sin \delta}{X_q}$$

$$V_m^2 = V_d^2 + V_q^2 \quad (3.10)$$

$$(X_q I_q)^2 + (E + X_d I_d)^2 = V_m^2 \quad (3.11)$$

3.1.3. Diagrama circular

De acordo com a equação (3.11), este forma uma elipse no plano de (I_d, I_q) . À medida que a frequência aumenta, o limite de tensão da elipse diminui e a interseção com o círculo da corrente desloca-se ao longo do arco QD. Para ilustrar isto, a Figura 3.9, mostra quatro condições de rotações diferentes, $n_1 < n_2 < n_3 < n_4$. À medida que a velocidade aumenta o círculo de limite de tensão diminui até n_D .

Uma curva de torque constante pode ser sobreposta no diagrama circular, escrevendo-se a equação do torque como:

$$T_e = \frac{mp}{\omega} I_d' I_q \Delta X \quad (3.12)$$

Onde,

$$\Delta X = X_d - X_q \quad e \quad I_d' = I_d + \frac{E}{\Delta X} \quad (3.13)$$

Esta curva de torque é uma hipérbole no eixo negativo d e no eixo q . A Figura 3.9 é o diagrama circular para o motor de pólos salientes com $X_d < X_q$. Para motores de pólos não salientes o lócus do torque são linhas retas horizontais, (I_q constante), e o limite da tensão é circular.

As curvas de torque constante são apresentadas na Figura 3.9, com três torques $T1 < T2 < T3$. Devido à saliência, pode-se ter um acréscimo de torque utilizando-se o recurso de avanço da fase ($\gamma > 0$), entre os pontos Q a P, com a mesma corrente I_m .

O torque adicional é o torque de relutância, que é o segundo termo da equação (3.8), que provém da saliência. Conforme o γ aumenta, o termo de $\sin \gamma$ aumenta rapidamente a partir de zero, enquanto o $\cos \gamma$ muda lentamente.

O avanço de fase pode ser usado para atingir o mesmo torque com uma corrente menor, ponto V, ou o mesmo torque em uma rotação superior, conforme diminui a elipse de limite de tensão, como no ponto P da Figura 3.9.

É possível ainda, com redução de torque, estender a rotação com enfraquecimento do campo (avanço de fase) até o ponto S.

3.2. Indutâncias do MSIPI

3.2.1. Indutância de enrolamento

A indutância de enrolamento é muito importante em motores de ímãs permanentes, pois esta determina a forma de onda da corrente quando há chaveamento dos transistores. Ela determina a relação entre a frequência de chaveamento e o ripple de corrente. Em altas rotações, quando a f_{cem} está acima da fonte de tensão CC (Link CC), a indutância tem grande influência na capacidade de impor corrente no motor, e, portanto, na capacidade de produzir torque, [2].

Motores que necessitam operar em uma ampla faixa de rotação, usualmente são projetados com baixa indutância para atender o torque ou a potência desejado, na máxima rotação. Como consequência, uma frequência de chaveamento elevada é necessária na baixa rotação para controlar o ripple de corrente, [2].

Em MSIPI, as indutâncias de enrolamento variam com a rotação do rotor. Esta propriedade é conhecida como saliência e estes motores são classificados como motores de pólos salientes. A maioria dos motores de pólos salientes tem um pequeno entreferro, que aumenta a probabilidade de saturação, a qual causa a variação da indutância com a corrente. As máquinas de pólos salientes podem ser analisadas com duas indutâncias síncronas, a de eixo direto (L_d) e quadratura (L_q), [2].

A transformação dos eixos d e q (transformação de Park) é normalmente usada para analisar os MSIPI, pois faz com que as indutâncias sejam independentes da posição do rotor, trabalhando em um sistema de referência que gira em sincronismo com o rotor, [2]. Sob condições de regime permanente CA, as correntes e tensões neste sistema de referência aparecem constantes, como se elas fossem CC.

Na transformação dos eixos d e q , normalmente assume-se que o motor é do tipo senoidal, isto é, os enrolamentos são distribuídos de forma senoidal ou aproximadamente senoidal.

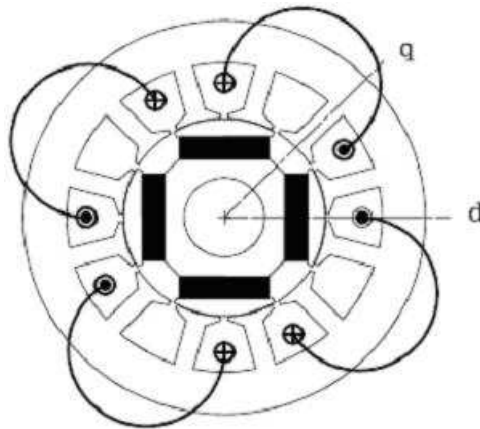


Figura 3.10 – Motor de ímãs permanentes de 4 pólos, com eixos d e q e uma fase de enrolamento, [2]

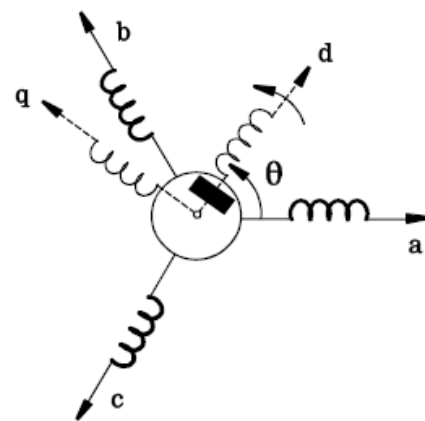


Figura 3.11 - Eixos de referência em graus elétricos, [2]

A Figura 3.12 mostra a variação da indutância própria de fase L_{aa} e a indutância mútua L_{bc} no motor da Figura 3.10, com a posição do rotor θ definido na Figura 3.11. A indutância própria L_{aa} tem um termo médio positivo junto com uma variação do dobro da frequência de θ , a qual contém harmônicas pares de segunda ordem e ordens mais elevadas. A indutância mútua L_{bc} tem termo médio negativo que é aproximadamente a metade do termo médio de L_{aa} , junto com uma variação do dobro da frequência, contendo também harmônicas de segunda e elevada ordem, [2].

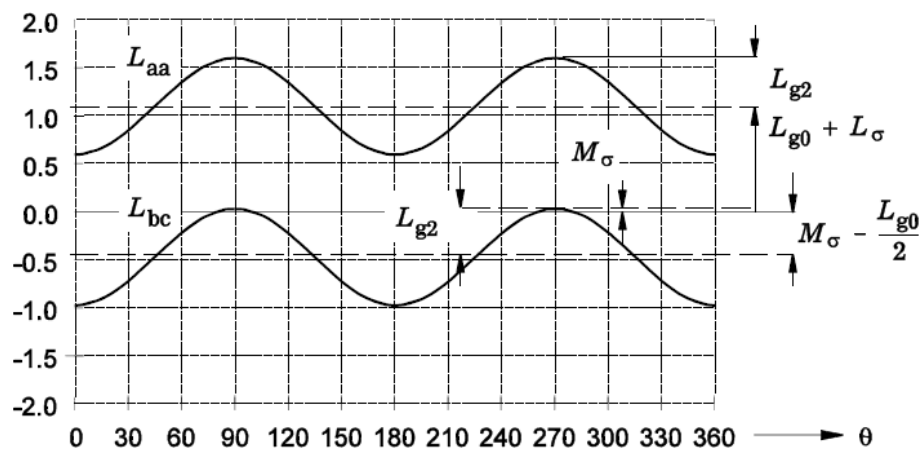


Figura 3.12 – Variações de L_{aa} e L_{bc} com a posição do rotor θ , [2]

Em geral, sem restrições de geometria do rotor, é assumido que há somente variação da segunda harmônica, onde as harmônicas de ordens elevadas são ignoradas. Então, as indutâncias próprias de fase (L_{aa} , L_{bb} , L_{cc}) e indutâncias mútuas (L_{ab} , L_{bc} , L_{ca}) podem ser expressas pelo conjunto de equações (3.14):

$$\begin{aligned}
L_{aa}(\theta) &= (L_{\sigma} + L_{g0}) + L_{g2} \cos 2\theta \\
L_{bb}(\theta) &= (L_{\sigma} + L_{g0}) + L_{g2} \cos 2(\theta - 2\pi/3) \\
L_{cc}(\theta) &= (L_{\sigma} + L_{g0}) + L_{g2} \cos 2(\theta + 2\pi/3) \\
L_{ab}(\theta) &= L_{ba} = (M_{\sigma} - L_{g0}/2) + L_{g2} \cos 2(\theta - 2\pi/3) \\
L_{bc}(\theta) &= L_{cb} = (M_{\sigma} - L_{g0}/2) + L_{g2} \cos 2(\theta) \\
L_{ca}(\theta) &= L_{ac} = (M_{\sigma} - L_{g0}/2) + L_{g2} \cos 2(\theta + 2\pi/3)
\end{aligned} \tag{3.14}$$

Os valores de indutância na Figura 3.12 são em p.u (por unidade). Em ambas, L_{aa} e L_{bc} , a variação do dobro da frequência é uma segunda harmônica pura e o valor negativo de L_{g2} é uma característica dos motores de ímãs internos.

3.2.2. Indutância própria

Nas indutâncias próprias de fase (L_{aa} , L_{bb} , L_{cc}), o termo constante consiste de uma componente de dispersão L_{σ} e duas componentes de entreferro L_{g0} e L_{g2} .

As indutâncias L_{g0} e L_{g2} são atribuídas a componente do “entreferro” do campo magnético, produzidas pela componente fundamental da harmônica espacial da distribuição dos condutores no estator.

Com a corrente fixa em uma fase, esta componente do campo magnético aumenta e diminui com o dobro da frequência de modulação causado pela saliência do rotor, [2].

A componente de dispersão inclui dispersão na ranhura, dispersão na cabeça de bobina e dispersão diferencial, isto é, indutância associada a harmônicas espaciais de elevada ordem de distribuição do enrolamento e nos efeitos de qualquer inclinação.

As indutâncias próprias atingem valores extremos quando os eixos d e q do rotor são alinhados com o eixo de fase. Deste modo, para a fase **a** tem-se:

$$\begin{aligned}
L_{aa[d]} &= (L_{\sigma} + L_{g0}) + L_{g2} \\
L_{aa[q]} &= (L_{\sigma} + L_{g0}) - L_{g2}
\end{aligned} \tag{3.15}$$

Estas indutâncias podem ser medidas e então a equação (3.15) pode ser resolvida, de forma que:

$$(L_{\sigma} + L_{g0}) = \frac{L_{aa[d]} + L_{aa[q]}}{2}; \quad L_{g2} = \frac{L_{aa[d]} - L_{aa[q]}}{2} \quad (3.16)$$

3.2.3. Indutância mútua

Nas indutâncias mútuas (L_{ab} , L_{bc} , L_{ca}), o termo constante é predominado pela relação, $-L_{g0}/2$, que é de fato $L_{g0} \cos(2\pi/3)$, refletindo o defasamento de 120° no espaço entre os eixos das fases adjacentes. M_{σ} representa o acoplamento mútuo entre fases nas ranhuras e cabeças de bobina, juntamente com quaisquer contribuições de harmônicas espaciais de elevada ordem de distribuição do enrolamento.

Saliência pronunciada pode distorcer o campo do entreferro da corrente do estator de uma fase, de modo que é possível que o L_{bc} seja zero em certas posições do rotor, conforme Figura 3.12 .

A indutância mútua de fase-fase atinge valores extremos quando os eixos d e q são alinhados entre os respectivos eixos de fase. Por exemplo, o L_{bc} atinge valor máximo em módulo de $M_{\sigma} - L_{g0}/2 + L_{g2}$ quando $\theta = 0, 2\pi, \dots$, e um valor mínimo em módulo quando $\theta = \pi, 3\pi/2, \dots$

Com a conexão em estrela, a indutância de linha-linha entre as linhas **b** e **c** é

$$L_{LL} = L_{bb} + L_{cc} - 2L_{bc}, \quad (3.17)$$

o sinal negativo de $-2L_{bc}$, é devido à conexão reversa da fase **c** em série com a fase **b** no circuito linha-linha, Figura 3.13.

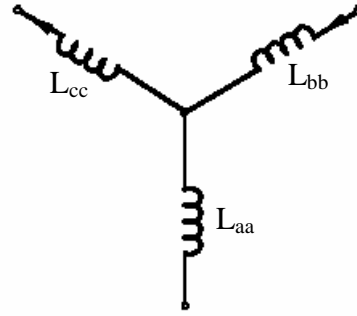


Figura 3.13 – Conexão em estrela de linha-linha

Quando as equações de (3.14), são substituídas na equação (3.17), L_{LL} é simplificada para:

$$L_{LL} = L_{LL0} - 3L_{g2} \cos(2\theta), \text{ com } L_{LL0} = 2(L_{\sigma} - M_{\sigma}) + 3L_{g0} \quad (3.18)$$

Semelhante à indutância de fase, L_{LL} também tem um termo constante e um termo de segunda harmônica. Este atinge um valor extremo em $\theta = 0$, quando o eixo q é alinhado com o eixo magnético efetivo das conexões séries das fases **b** e **c**, e outro valor extremo em que $\theta = \pm\pi/2$, quando o eixo d é alinhado com este eixo. Assim, tem-se:

$$L_{LL[d]} = 2(L_{\sigma} - M_{\sigma}) + 3[L_{g0} + L_{g2}] = L_{LL0} + 3L_{g2}, \text{ quando } \theta = \pi/2 \quad (3.19)$$

$$L_{LL[q]} = 2(L_{\sigma} - M_{\sigma}) + 3[L_{g0} - L_{g2}] = L_{LL0} - 3L_{g2}, \text{ quando } \theta = 0$$

Com $L_{g2} < 0$, $L_{LL[d]} < L_{LL[q]}$. Se os enrolamentos estão conectados em triângulo, a indutância de linha-linha entre **b** e **c**, é dada por:

$$L_{LL[\Delta]} = \frac{L_{LL0}}{3} - L_{g2} \cos(2\theta) \quad (3.20)$$

Que, conforme o esperado é 1/3 do valor obtido com a conexão em estrela na equação (3.18).

Os valores extremos de L_{LL} poderiam ser medidos, e então a equação (3.19) poderia ser resolvida para L_{LL0} e L_{g2} :

$$L_{LL0} = \frac{L_{LL[d]} + L_{LL[q]}}{2}; L_{g2} = \frac{L_{LL[d]} - L_{LL[q]}}{6} \quad (3.21)$$

3.2.4. Indutância síncrona

As indutâncias próprias e mútuas, no conjunto de equações (3.14), formam uma matriz de indutância 3x3 nos eixos estacionários definidos pelos enrolamentos das fases a, b, c. Usando a transformação dos eixos d e q , esta matriz pode ser transformada em uma matriz diagonal $diag[L_d, L_q, L_0]$ contendo as indutâncias síncronas L_d e L_q :

$$L_d = L_\sigma - M_\sigma + L_{md} \text{ e } L_q = L_\sigma - M_\sigma + L_{mq} \quad (3.22)$$

Onde

$$L_{md} = \frac{3}{2}(L_{g0} + L_{g2}) \text{ e } L_{mq} = \frac{3}{2}(L_{g0} - L_{g2}) \quad (3.23)$$

As indutâncias L_d e L_q são constantes, isto é, elas não variam com a posição θ do rotor. Na maioria dos motores de ímãs permanentes de pólos salientes o $L_{g2} < 0$, desta forma $L_{md} < L_{mq}$ e $L_d < L_q$. Onde, ao contrário nas máquinas síncronas de pólos salientes bobinados tradicionais, tem-se geralmente $L_d > L_q$.

Pela razão de que L_{md} e L_{mq} são definidas em um sistema de referência que são síncronas com o campo magnético rotativo, elas podem ser calculadas a partir do fluxo concatenado de um enrolamento distribuído de forma senoidal, calculadas com a corrente de excitação orientada ao longo do eixo d ou q . Assim,

$$\begin{aligned} L_{md} &= \Gamma_d L_{m0}; \\ L_{mq} &= \Gamma_q L_{m0} \end{aligned} \quad (3.24)$$

onde L_{m0} é a componente de entreferro da indutância síncrona de uma máquina de pólos não-salientes tendo um comprimento de entreferro igual a g' , dado por:

$$g' = k_c g + \frac{L_M}{\mu_{rec}} \quad (3.25)$$

onde g é o entreferro real, k_c é o coeficiente de Carter, L_M é espessura do ímã e μ_{rec} é a permeabilidade relativa de recuo.

O k_c é dado por:

$$k_c = \frac{5 + s}{5 + s - s^2} \frac{g}{\lambda} \quad (3.26)$$

onde s é a relação entre a abertura da ranhura e o entreferro total g , e λ é a relação entre o passo da ranhura e o entreferro g .

Assim,

$$L_{m0} = \frac{3\mu_0 D l}{\pi p^2 g'} (k_{w1} T_{ph})^2 \quad (3.27)$$

onde k_{w1} é o fator de enrolamento fundamental, T_{ph} é o número de espiras em série por fase, p é o número de pares de pólos, D é o diâmetro interno do estator e l é o comprimento do pacote.

Os coeficientes de indutância Γ_d e Γ_q são dados por:

$$\Gamma_d = \frac{g'}{g_d''}; \quad \Gamma_q = \frac{g'}{g_q''} \quad (3.28)$$

onde, g_d'' é o entreferro efetivo no eixo direto, incluindo os efeitos do ímã e da saliência; e g_q'' é o mesmo no eixo em quadratura. Onde, g' é dado pela equação (3.25).

Assim, a reatância síncrona é considerada a seguir:

$$\begin{aligned} X_d &= 2\pi f L_d = X_{md} + X_\sigma \\ X_q &= 2\pi f L_q = X_{mq} + X_\sigma \end{aligned} \quad (3.29)$$

onde

$$\begin{aligned} X_{md} &= 2\pi f L_{md} = \Gamma_d X_{m0} \\ X_{mq} &= 2\pi f L_{mq} = \Gamma_q X_{m0} \end{aligned} \quad (3.30)$$

3.2.5. Ajuste das indutâncias no cálculo

Os valores de L_d e L_q estão sujeitos a variações causadas pela saturação, e seus valores efetivos podem também variar com a posição do rotor se o enrolamento não possui uma distribuição perfeitamente senoidal, ou se as correntes dos eixos d e q variam durante um ciclo elétrico, [2].

Neste caso, com o L_d e L_q calculado analiticamente, equação (3.22), é feita uma calibração de seus valores, forçando-se um emparelhamento do laço de conversão de energia do fluxo concatenado versus corrente, do cálculo analítico PC-BDC [33] com o simulado por elementos finitos, PC-FEA [34].

Este ajuste é realizado com os coeficientes de indutância síncrona Γ_d e Γ_q . Este recurso é usado no cálculo do PC-BDC [33], para guiar casos relativamente difíceis, onde a máquina é saturada e os enrolamentos não possuem distribuição senoidal. Recurso este intensamente utilizado neste trabalho.

4. ESTUDO DE DIFERENTES GEOMETRIAS DO ROTOR

Muitos artigos [11] a [29], têm investigado otimizações de projetos e realizado análises de MSIPI, com enfraquecimento de campo, com o objetivo de atender uma ampla faixa de rotação, com alta relação de torque por corrente e alta eficiência.

Da mesma forma, os estudos neste trabalho, compreendem os projetos e análises de cinco geometrias diferentes de rotor do motor de ímãs permanentes internos, com o principal objetivo de aproveitar o torque adicional de relutância, buscando a melhor relação entre as indutâncias L_d e L_q .

Os projetos com as diferentes geometrias do rotor foram definidos para atender as condições de 30 kW, 380 V, na rotação nominal de 3600 rpm e carcaça IEC 160.

Nesta etapa de projeto, é avaliada somente a influência das geometrias do rotor para obtenção do melhor desempenho. Em todos os projetos, é utilizado o mesmo estator de um motor de indução trifásico de uso comercial. Nos projetos, foram utilizados enrolamentos distribuídos com o mesmo esquema de bobinagem, adequando somente as espiras para cada projeto.

Para a definição do número de pólos do motor, uma prática comum é escolher um número de pólos elevado para motores de baixa rotação. Entretanto, não há uma linha evidente que separa o número adequado de pólos, com a faixa de rotação de operação, [31].

De acordo com os estudos apresentados em [31], para a faixa de potência e rotação do motor proposto para este trabalho, recomenda-se usar motores de 6 pólos, pois em rotações acima de 3000 rpm, quanto maior for o número de pólos, maiores serão as perdas no ferro, que reduzem a eficiência do motor.

Desta forma, seguindo os critérios apresentados por [31], a polaridade do motor ficou definida em 6 pólos, pois está de acordo com a faixa de rotação que o motor irá operar.

Para o estudo e projeto dos motores, é utilizado o módulo de cálculo analítico PC-BDC do programa SPEED, [33]. Como em geral os MSIPI possuem regiões de saturação elevadas, os valores de L_d e L_q estão sujeitos a variações causadas por esta saturação. Devido à este fenômeno, os valores de L_d e L_q , calculados analiticamente pelo PC-BDC, são calibrados através dos valores obtidos por elementos finitos, PC-FEA, [34]. Esta

calibração é realizada ajustando os coeficientes de indutância síncrona Γ_d e Γ_q , conforme apresentado no item 3.2.5.

Para avaliações e análises das formas de onda da $f_{cem}(E)$ e do *cogging* torque dos projetos, é utilizado o MEF-2D (método de elementos finitos 2D), com o programa EFCAD [35], desenvolvido pelo GRUCAD/UFSC.

A partir dos estudos e análises das diferentes geometrias do rotor, será fabricado um protótipo que apresentar melhor desempenho de projeto, para verificações e comprovações dos resultados de simulação.

4.1. Geometrias do rotor

Os projetos, em questão, foram definidos como A, B, C, D e E. As principais características de projetos são apresentadas a seguir.

Os projetos possuem em comum:

- Estator do motor de indução comercial;
- Chapas de mesma propriedade magnética e perdas - aço silício;
- Ímãs de NdFeB sinterizado de mesma propriedade magnética;
- Ímãs de mesmo formato geométrico – retangulares de mesma espessura e comprimento;
- Mesmo comprimento do pacote da chapa de aço;
- Mesmo eixo do motor de indução para a mesma carcaça;
- Mesmo sistema de ventilação do motor de indução para a mesma carcaça;
- Tipo do enrolamento – distribuído;
- Classe de isolamento F (155°C);
- Acionamento com controle vetorial senoidal;

Tendo as seguintes diferenças:

- Perfil do rotor;
- Posição dos ímãs no rotor;
- Ímãs com larguras diferentes;
- Número de espiras no estator;

Em todos os projetos, uma ponte de ferro é introduzida entre duas peças de ímãs, em cada pólo do rotor para aumentar a rigidez mecânica. Além disso, as dimensões das pontes de ferro e dos raios nas ranhuras dos ímãs na chapa do rotor foram projetadas de forma que suportem esforços mecânicos, caso o motor opere em altas rotações, como exemplo, em 6000 rpm.

Em todos os projetos, os ímãs são posicionados na horizontal, com exceção do projeto B, em que o ímã é posicionado inclinado tomando a forma em V, Figura 4.2.

Os projetos A e B, Figura 4.1 e Figura 4.2 respectivamente, apresentam entreferro uniforme, ou seja, os rotores são cilíndricos. Estes foram projetados para se obter a maior relação de saliência $\xi = L_q / L_d$, na qual a relutância no eixo d é maior do que no eixo q . Como consequência, o L_q é maior que o L_d , resultando em uma maior contribuição do torque de relutância.

No projeto C, Figura 4.3, o rotor foi projetado de maneira que há uma variação do entreferro ao longo de um pólo, tendo o perfil do rotor uma suave curvatura. Com isto, a relação de saliência ξ deve diminuir em relação aos projetos A e B, havendo uma provável redução na parcela do torque de relutância.

O projeto D, Figura 4.4, também possui entreferro variante ao longo do pólo, com dimensões diferentes no rotor, nos eixos direto e quadratura. Novamente, o perfil do rotor tem uma suave curvatura, contudo com um vale pronunciado no eixo em quadratura. Provavelmente, esta característica deve diminuir o ξ mais ainda e, por consequência, o torque de relutância.

No projeto E, Figura 4.5, a diferença do entreferro nos eixos direto e quadratura é aumentada no rotor. O rotor apresenta uma curvatura acentuada de forma a eliminar a contribuição do torque de relutância no torque total eletromagnético, restando somente o torque de alinhamento devido aos ímãs. Com isto, o motor passa a ter características semelhantes ao de um motor de ímãs permanentes superficiais.

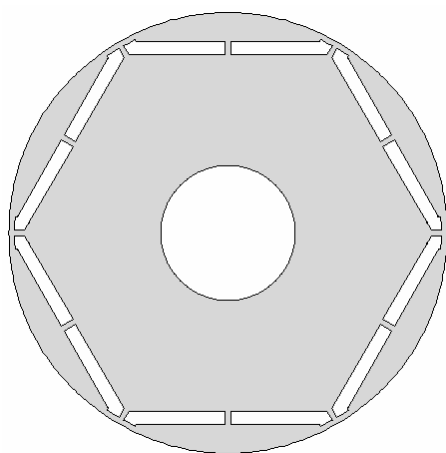


Figura 4.1 – Projeto A

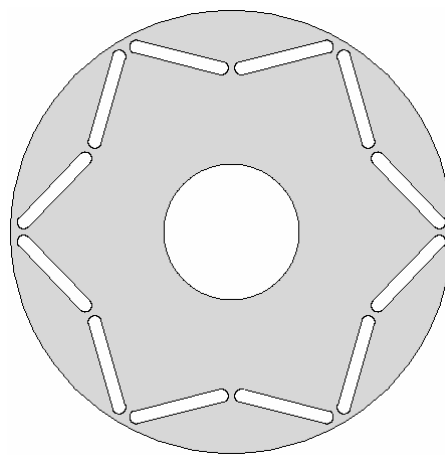


Figura 4.2 – Projeto B

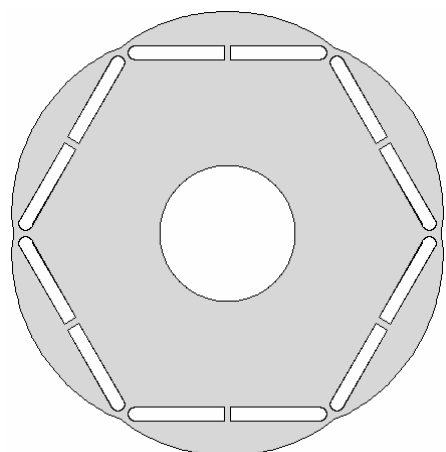


Figura 4.3 – Projeto C

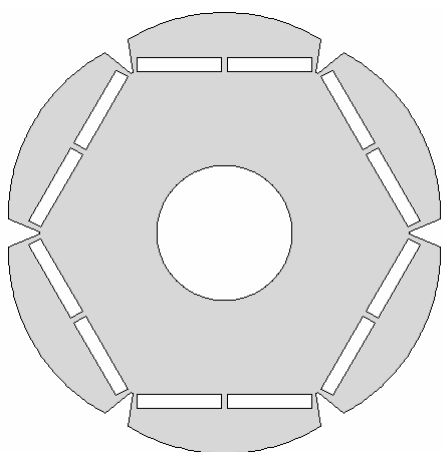


Figura 4.4 – Projeto D

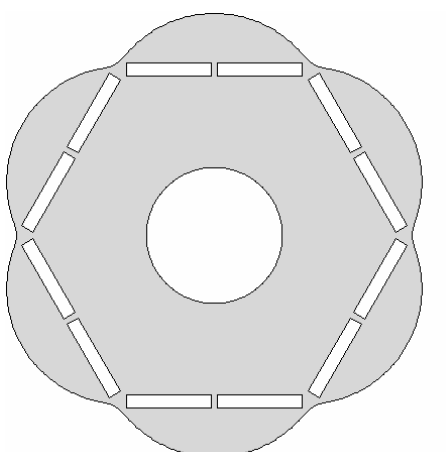


Figura 4.5 – Projeto E

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

A seguir são apresentados os resultados comparativos de simulação dos projetos A, B, C, D e E.

A Figura 5.1 mostra um gráfico comparativo da relação de saliência ξ entre os cinco projetos e a Figura 5.2 mostra a relação do torque de relutância com o torque total do motor.

Nos projetos A e B, foram conseguidas as maiores relações de saliências, em torno de $\xi \cong 3$, onde L_q é maior que o L_d . Em função disso, estes são os projetos com as maiores contribuições do torque de relutância.

Mesmo tendo a relação de saliência ξ do projeto A praticamente o mesmo valor do projeto B, a maior contribuição do torque de relutância é do projeto B, com 0,52 p.u, contra 0,47 p.u do projeto A. Esta diferença no torque de relutância se deve, pois para se obter o máximo de torque de relutância, é necessário valores de correntes I_d e I_q adequados para cada projeto.

No projeto C, com o aumento da relutância no eixo em quadratura e conseqüente diminuição do L_q , houve uma redução na relação de saliência para $\xi \cong 1,98$. Esta relação é ainda mais reduzida para o projeto D, apresentando $\xi \cong 1,7$.

De forma similar ao ocorridos nos projetos A e B, ambos os projetos, C e D, apresentaram torques de relutância semelhantes, em torno de 0,2 p.u do torque total, apesar do projeto C ter uma relação de saliência maior. Isto ocorre, novamente por causa das correntes, I_d e I_q , que são diferentes nos dois projetos.

No projeto E, a diferença no entreferro do eixo direto e em quadratura resulta em uma relação de saliência $\xi = 1$, ou seja, $L_d = L_q$, de forma a eliminar a parcela do torque de relutância do torque eletromagnético total, restando somente o torque de alinhamento. Com isto, elimina-se a possibilidade de aplicar o avanço de fase na corrente e usufruir do torque de relutância.

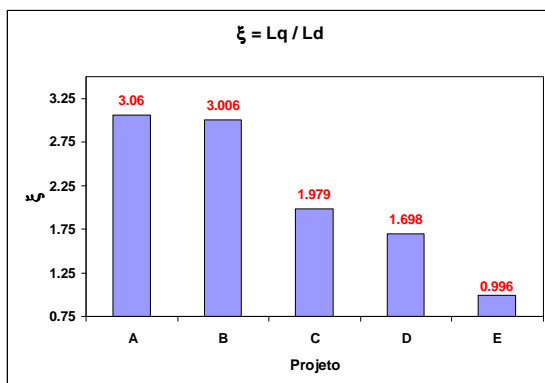


Figura 5.1 – Relação de Saliência ξ

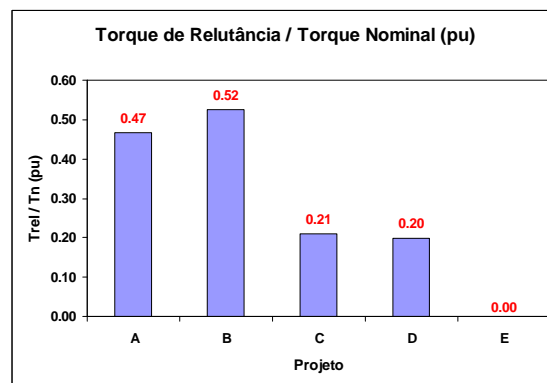


Figura 5.2 – Relação de Torque de Relutância e Torque Nominal Total

5.1. Comparação de resultados de simulação

Para se fazer a comparação dos resultados de desempenho dos projetos em análise, as simulações foram realizadas considerando-se a mesma fonte de alimentação, mesma condição térmica, tipo de acionamento senoidal, mesma frequência de chaveamento e condição de operação (torque e rotação nominais).

O recurso de avanço do ângulo de fase da corrente (γ) foi utilizado nos cálculos dos projetos, para se fazer o uso do torque de relutância, de forma a obter-se a menor relação de torque por corrente.

As comparações dos resultados dos projetos estão apresentadas nas Figura 5.3 à Figura 5.8, as quais serão discutidas a seguir.

A f_{cem} gerada E_{q1} (fundamental) de circuito aberto, é definida em p.u, na Figura 5.3. Os motores foram projetados com valores de E_{q1} (f_{cem}) para se conseguir os melhores desempenhos, em cada projeto.

Apesar dos rotores possuírem geometrias distintas e dimensões de ímãs diferentes, os valores de E_{q1} dos projetos ficaram próximos. O projeto A foi utilizado como referência, o qual tem a maior tensão gerada (E_{q1}) com 1 p.u e o projeto D o menor, com 0,88 p.u. Os projetos B, C e E possuem valores de 0,89, 0,94 e 0,91 p.u, respectivamente.

A corrente total (I_t) do motor é indicada na Figura 5.4. Acreditava-se que os projetos A e B tivessem as menores correntes totais dentre todos os projetos, pois estes possuem a maior relação de saliência e conseqüentemente maior torque de relutância e assim, a parcela do torque de alinhamento seria menor e também a corrente I_q .

Entretanto, para se fazer o máximo uso do torque de relutância foi necessário um avanço do ângulo de fase da corrente (γ) elevado, que acabou aumentando a corrente I_d e por consequência a corrente total, exibindo uma $I_t = 56 Arms$ no projeto A e $I_t = 57,6 Arms$ no projeto B, que são a segunda e a terceira menores correntes.

Com o projeto C, obteve-se a melhor relação do torque eletromagnético total por corrente, com $I_t = 54,2 Arms$. Conseguiu-se neste projeto a melhor relação entre as correntes, I_d e I_q , e entre os torques de alinhamento e de relutância.

Apesar do projeto D possuir torque de relutância muito próximo do projeto C, a corrente total é maior, aproximadamente $I_t = 59 Arms$, pois para um mesmo torque total, as correntes I_d e I_q são maiores e a *fcem* gerada E_{q1} menor.

Conforme esperado, o projeto E tem a maior corrente total, em torno de $I_t = 61 Arms$, pois a contribuição do torque de relutância foi eliminado neste projeto, permanecendo somente o torque de alinhamento. Assim, há somente a corrente I_q que é a própria corrente total.

A perda Joule no estator do motor é verificada na Figura 5.5. Como esta é proporcional ao quadrado da corrente, o gráfico da perda é similar ao da corrente, mas com pequenas variações, devido às diferenças nas resistências dos enrolamentos de cada projeto.

Assim, o projeto C contém a menor perda Joule, por apresentar a menor corrente. Na sequência estão em ordem crescente de perdas, os projetos A, D e B.

Apesar do projeto D apresentar corrente maior do que o projeto B, a perda Joule é menor, devido a sua menor resistência no cobre.

O projeto E, além de ter uma corrente total maior, tem também resistência maior, e assim a perda Joule é de 1,64 vezes a perda do projeto C. É a maior perda Joule dentre todos os projetos.

Fatores como a geometria do rotor, o tamanho dos ímãs e a posição dos ímãs no rotor, influenciam diretamente nas perdas no ferro, conforme pode-se observar nos resultados apresentados na Figura 5.6.

Os projetos A e B possuem menores áreas nas sapatas com a proximidade do ímã na superfície do rotor, o entreferro é uniforme e a relutância no eixo q do rotor é menor, devido a isto as induções magnéticas na sapata do rotor e nos dentes do estator são mais elevadas, aumentando assim as perdas no ferro.

Nos projetos C e D, como os ímãs estão mais afastados da superfície e o entreferro é maior no eixo q do rotor, a sapata do rotor e os dentes do estator não ficam saturados. A saturação ocorre apenas nas pontes de ferro do rotor e com isto há uma redução considerável das perdas no ferro.

O projeto E também tem os ímãs afastados da superfície e o entreferro no eixo q deste rotor é bem maior do que os demais, entretanto, como os ímãs são menores, é necessária uma corrente maior para atender o mesmo torque total. Assim, há um aumento da indução magnética nos dentes do estator e conseqüente aumento das perdas no ferro.

A Figura 5.7 traz uma comparação da perdas totais dos projetos em análise. Nas perdas totais estão inclusas as perdas Joule e no ferro e há também as perdas mecânicas por atrito e ventilação.

As perdas mecânicas são consideradas como um dado de entrada no cálculo. Seus valores foram baseados nas perdas de um motor de indução de mesma carcaça. Estas perdas foram consideradas iguais para todos os projetos.

Os motores com as menores perdas totais pertencem aos projetos C e D, cujos valores são iguais. Estes são seguidos pelos projetos A e B, com perdas em torno de 1,30 vezes e o projeto E com 1,50 vezes as perdas dos projetos C e D.

Desta forma, os motores com os melhores rendimentos são os projetos C e D, com 95,8%. Os projetos A e B também possuem rendimentos muito parecidos, entretanto com 1,2% abaixo dos projetos C e D, apresentando 94,6% de rendimento. O projeto E tem o pior rendimento, com 93,9%, quase 2% menor, Figura 5.8. No caso dos projetos C e D, as correntes foram também as menores.

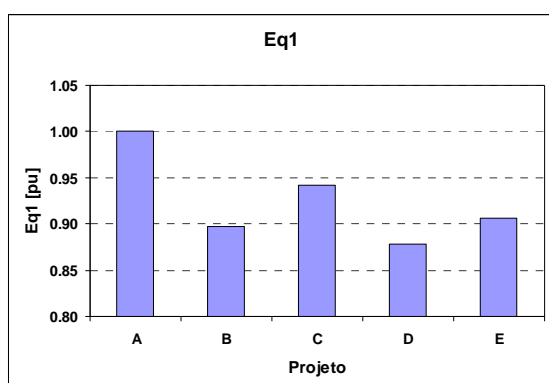


Figura 5.3 – E_{q1} em p.u

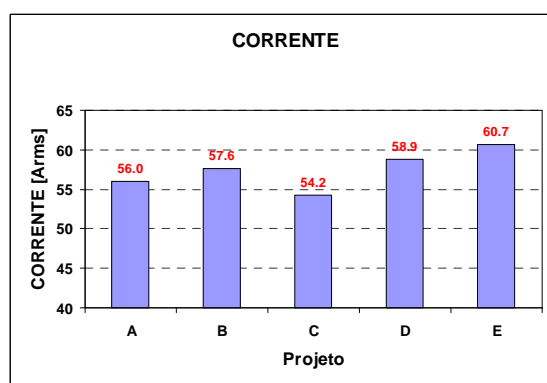


Figura 5.4 – Corrente total do motor

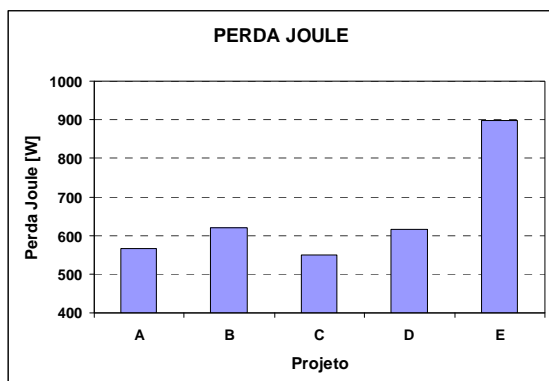


Figura 5.5 – Perda Joule no motor

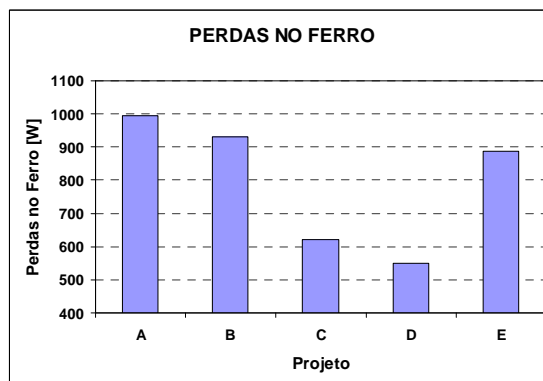


Figura 5.6 – Perdas no ferro no motor

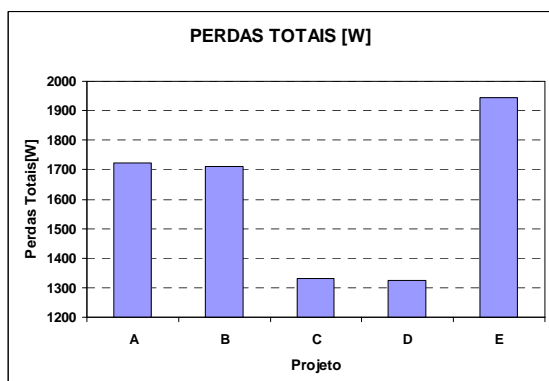


Figura 5.7 – Perdas totais no motor

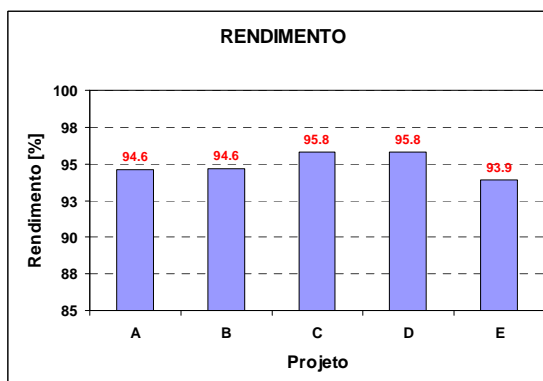


Figura 5.8 – Rendimento do motor

5.2. Simulação por MEF-2D da f_{cem} e do cogging torque, com o EFCAD

É utilizado o MEF-2D (método de elementos finitos 2D), do programa EFCAD [35], desenvolvido pelo GRUCAD/UFSC, para avaliação e análise das formas de onda da $f_{cem}(E)$ e o cogging torque dos projetos.

A forma de onda da f_{cem} , nos projetos A e B, é achatada na crista e com *ripple*, Figura 5.9 e Figura 5.10. Estão presentes diversas harmônicas, mas as de 5ª e 7ª ordem são as de maior amplitude, com Taxa de Distorção Harmônica Total (THD) de aproximadamente 2,4% para o projeto A e 3,4% para o projeto B.

No projeto C, a forma de onda da f_{cem} é aproximadamente senoidal, Figura 5.11. Mesmo assim, ainda estão presentes as harmônicas de 5ª e 7ª ordem, mas suas amplitudes são menores e a THD é a mais baixa, de aproximadamente 1,58%.

O projeto D tem THD da f_{cem} de 1,66%, que é um pouco maior que a do projeto C. As amplitudes das harmônicas de 5ª e 7ª ordem são igualmente maiores, cuja f_{cem} é apresentada na Figura 5.12.

No projeto E, a forma de onda da f_{cem} , é achatada na crista, Figura 5.13. Assim, o THD da f_{cem} torna-se maior, atingindo 3,16%, onde as amplitudes das harmônicas de 5ª e 7ª ordem são o dobro do projeto C.

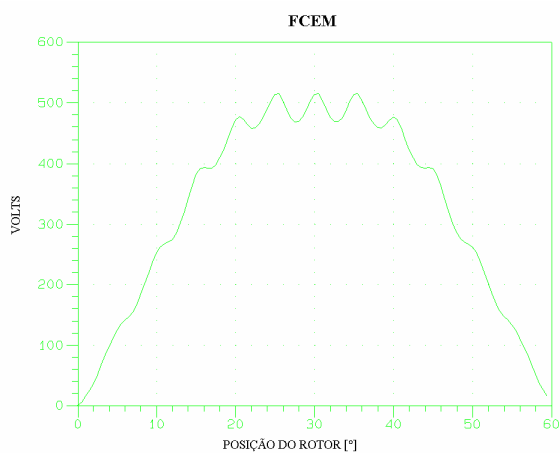


Figura 5.9 – f_{cem} do projeto A

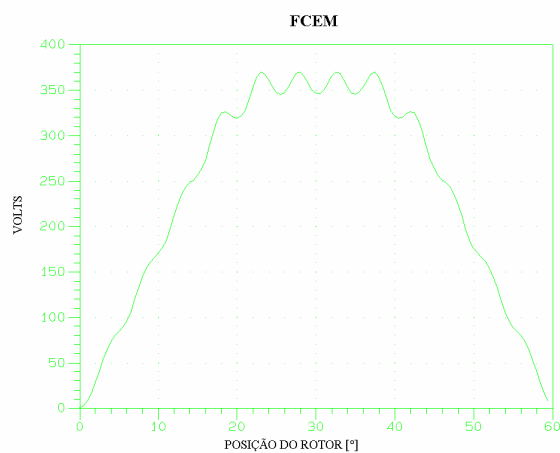


Figura 5.10 – f_{cem} do projeto B

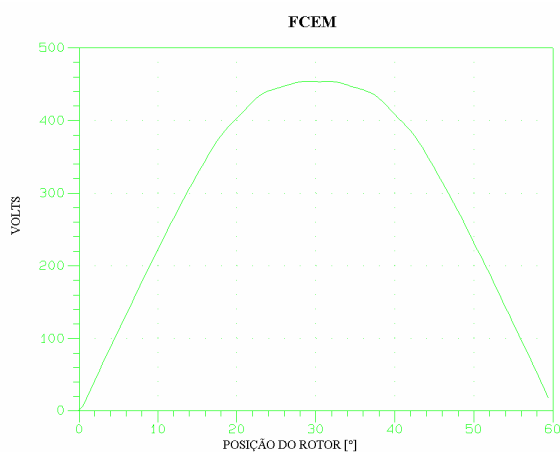


Figura 5.11 – f_{cem} do projeto C

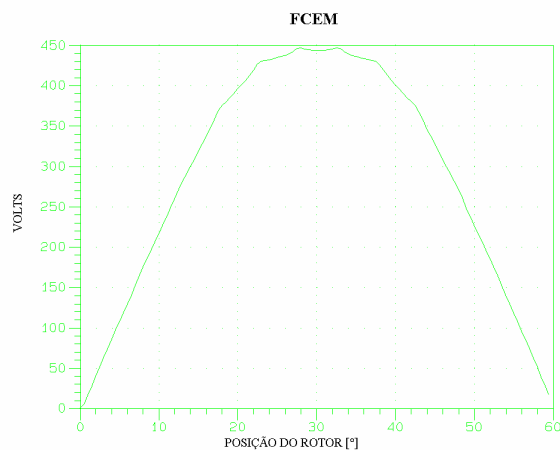


Figura 5.12 – f_{cem} do projeto D

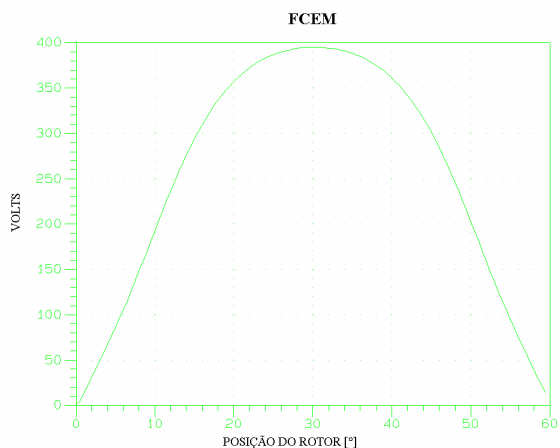


Figura 5.13 – f_{cem} do projeto E

Os valores de *cogging* torque de cada projeto são colocados em um gráfico comparativo, mostrada na Figura 5.14. Os projetos A e B possuem amplitudes de *cogging* torque praticamente iguais e são em torno de 4 vezes maiores que a do projeto D e 6 vezes a relativa ao projeto C. O projeto E praticamente não apresenta *cogging* torque.

Apesar dos valores de *cogging* torque dos projetos A e B serem muito maiores do que os dos demais projetos, a porcentagem deste torque é muito pequena se comparada ao torque nominal do motor, que é em torno de 1,2%. Conseqüentemente, esta parcela é pouco significativa, não prejudicando o bom funcionamento do motor.

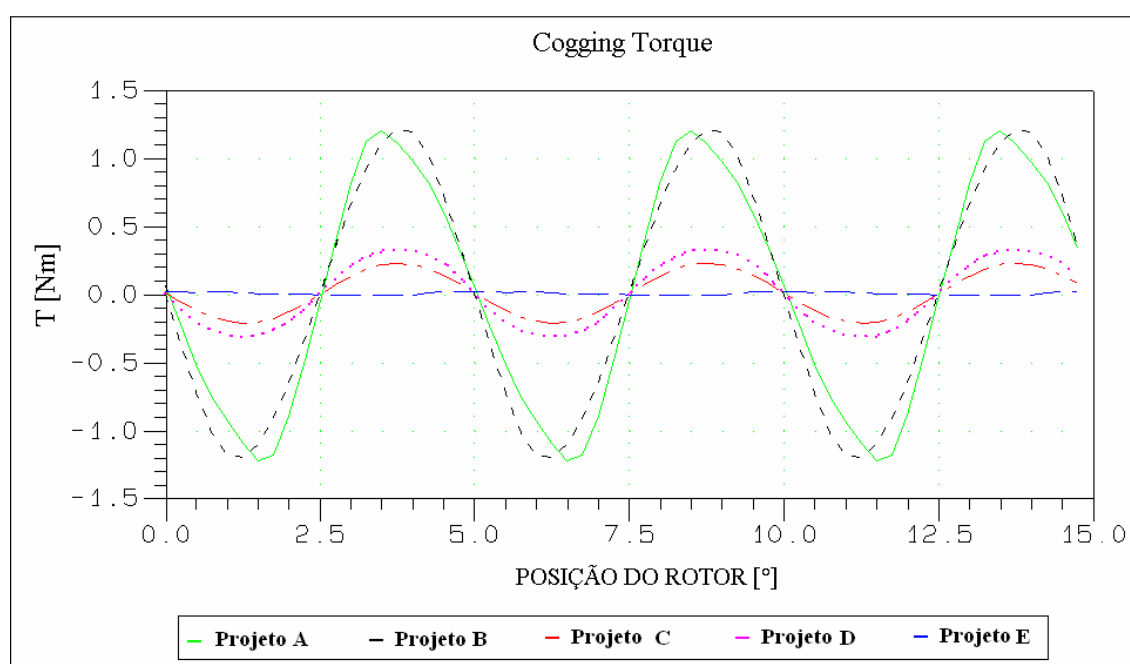


Figura 5.14 – Comparação do *cogging* torque dos projetos

De acordo com os resultados comparativos obtidos no capítulo 5, nos itens 5.1 e 5.2, de forma geral, os projetos C e D apresentaram os melhores desempenhos.

Dentre os dois melhores projetos, foi escolhido o projeto C para construção de um protótipo, pois este apresenta melhor relação de torque por corrente. A forma de onda da *fcem* contém baixo conteúdo harmônico e um reduzido *cogging* torque, o que favorece um acionamento do motor com torque mais suave, sem a presença do *ripple* de torque.

Além disso, a geometria do rotor do projeto C apresenta resistência mecânica maior do que o projeto D, pois tem uma melhor relação entre a massa da sapata e a largura da ponte de ferro. Esta característica diminui o risco de rompimento das sapatas em altas rotações.

6. AVALIAÇÃO DO PROJETO

Mesmo com a concepção do motor definida, alguns critérios de projeto são verificados de forma a assegurar que o motor não sofra danos permanentes, operando apenas em regiões seguras.

Assim, neste capítulo são definidos os limites de rotação que o rotor pode atingir sem que este sofra danos permanentes, como ruptura das pontes.

São avaliadas também o comportamento da curva de desmagnetização do ímã de NdFeB, com incremento gradativo da temperatura sobre o ímã e com isto, definir e limitar a máxima temperatura que o ímã poderá operar.

É avaliado também se o ímã está adequadamente dimensionado para suportar um forte campo contrário, sem que sofra qualquer tipo de desmagnetização, como exemplo, no caso do motor estar operando em condições críticas de sobrecargas temporárias do sistema, ou em casos mais graves como em um curto-circuito.

Caso o dimensionamento do ímã proposto não for atendido na condição de curto-circuito e nem mesmo em sobrecarga, o projeto do motor deverá ser revisto e corrigido para atender os critérios.

6.1. Considerações sobre a resistência mecânica das chapas do rotor

As dimensões das pontes e os raios nas ranhuras dos ímãs na chapa do rotor foram projetados para suportar esforços mecânicos devidos à alta rotação que o rotor pode atingir.

Para verificar esta capacidade do rotor em suportar estes esforços mecânicos, foram realizadas várias análises com o programa de elementos finitos ANSYS, Figura 6.1, na WEG. Assim, foi possível avaliar as tensões que estão atuando na chapa de aço, mais especificamente, nas pontes e raios das ranhuras do rotor.

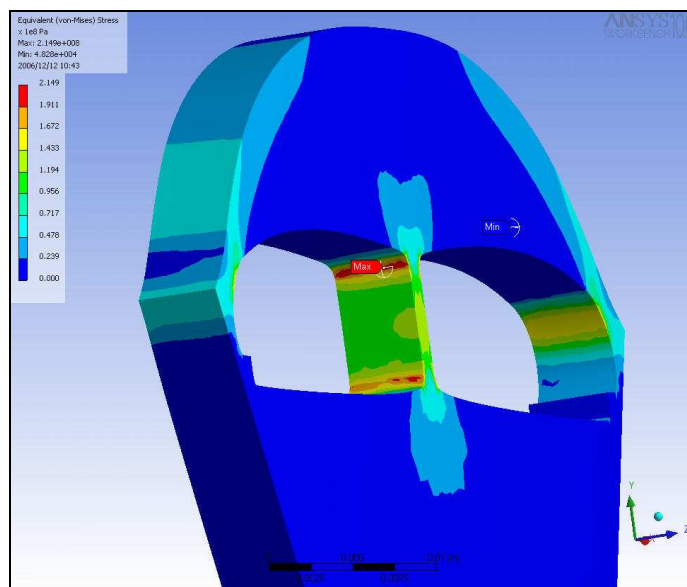


Figura 6.1 – Análise da tensão mecânica do rotor no ANSYS

Foram realizadas simulações em várias rotações, iniciando em 2500 rpm, realizando incrementos de 1000 rpm, para análise das tensões que atuam na ranhura do rotor.

O limite de rotação que o motor pode atingir depende do tipo de aço elétrico utilizado na fabricação do rotor. Há diversos tipos de aços elétricos com diferentes características e tensões de escoamento. Assim, quanto menor for a tensão de escoamento do aço, menor é o limite de rotação que o motor pode atingir.

O critério adotado, como fator de segurança, foi considerar a tensão mecânica calculada no ANSYS igual a 90% da tensão de escoamento da chapa de aço elétrico.

No caso do rotor em estudo, utilizou-se uma chapa de aço silício, com tensão de escoamento média de 240 MPa, dado fornecido pelo fabricante. Desta forma, para a geometria em questão, o motor pode atingir a rotação máxima aproximada de 7800 rpm sem sofrer danos como ruptura das pontes de ferro, Figura 6.2.

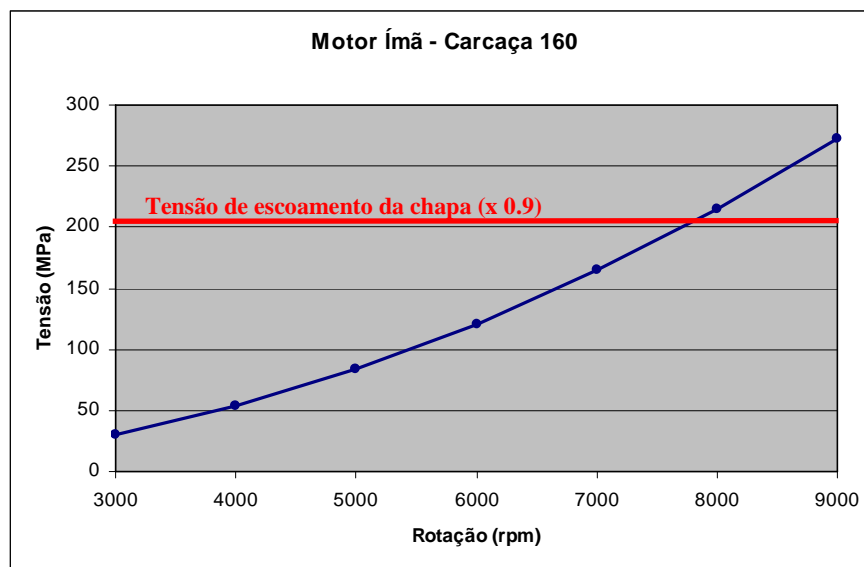


Figura 6.2 – Tensão mecânica do rotor x rotação

6.2. Medições práticas para caracterização dos ímãs permanentes

Os ímãs a serem utilizados no protótipo são de NdFeB sinterizado, de uso comercial, de propriedades magnéticas conforme apresentado no catálogo do fabricante, Tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Propriedades do ímã de NdFeB – Catálogo do fabricante

B_r [T]	JH_C [kA/m]	BH_C [kA/m]	$BH_{(max)}$ [kJ/m ³]	T_{max} [°C]
1,04-1,08	≥ 1990	≥ 764	207-231	180

Conforme é do conhecimento geral, a curva característica de desmagnetização do ímã de NdFeB tem a linha reta por todo o segundo quadrante. Contudo, esta característica pode variar conforme as composições químicas e processo de fabricação.

Inerente a estas composições químicas e processo de fabricação, o ímã de NdFeB apresenta recuo na curva BxH e conseqüente diminuição da indução remanente (B_r) e do campo coercitivo (H_C) a medida que a temperatura no ímã é aumentada. Sua curva permanece uma linha reta até que se eleve a temperatura, a tal ponto, em que a curva de desmagnetização comece a apresentar um joelho.

Para certificar-se da qualidade do ímã permanente em uso, e conhecer o comportamento da curva característica do mesmo, foram realizadas medições de

caracterização do ímã, em várias temperaturas, em amostras retiradas do mesmo lote utilizado na fabricação do protótipo.

Os testes foram realizados no Grupo de Materiais Magnéticos (MAGMA), pertencente ao Departamento de Engenharia Mecânica da UFSC (Universidade Federal de Santa Catarina). O equipamento utilizado nas medições da curva BxH do ímã é um histerisígrafo da Brockhauss.

As medições foram realizadas nas temperaturas de 25°C, 120°C, 140°C, 150°C, 160°C, 170°C e 180°C. Entretanto, aqui serão apresentados apenas os resultados na temperatura ambiente de 25°C, e nas temperaturas onde se apresenta o joelho na curva característica, que são em 150°C, 160°C e em 180°C. Conforme Tabela 6.1, 180°C é a máxima temperatura de operação deste ímã.

As Figura 6.3 à Figura 6.6 mostram a medição, no 2º quadrante, do laço de histerese do ímã nas formas normal e intrínseca. A curva normal mostra a densidade de fluxo total B e a curva intrínseca mostra a polarização intrínseca J .

A indução remanente (B_r) e o campo coercitivo (BH_C) da curva característica de desmagnetização, na temperatura ambiente de 25°C, é maior do que consta no catálogo do fabricante, Figura 6.3 e Tabela 6.2.

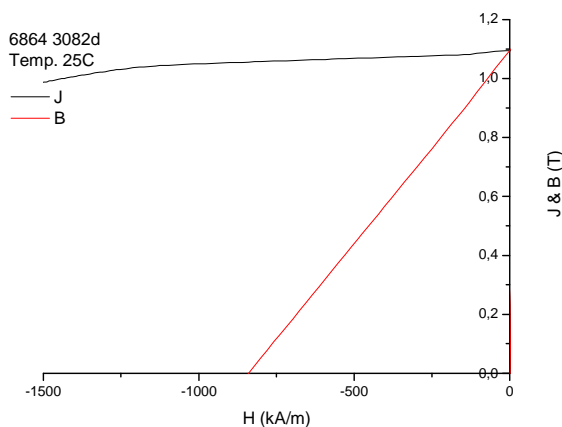


Figura 6.3 – Curva Característica de Desmagnetização em 25°C

Tabela 6.2 – Propriedade do ímã – 25°C

B_r [T]	JH_C [kA/m]	BH_C [kA/m]	$BH_{(max)}$ [kJ/m ³]
1,1	>1672	839,93	228

Conforme previsto, à medida que a temperatura aumenta, a indução remanente (B_r) diminui na proporção de $0,12\%/^{\circ}\text{C}$. Até 150°C , o ímã não apresenta o joelho no 2º quadrante na curva de desmagnetização, Figura 6.4 e Tabela 6.3, ou seja, o ímã pode resistir a um campo contrário sem sofrer qualquer perda no fluxo magnético, desde que o campo magnético ocorra dentro do 2º quadrante.

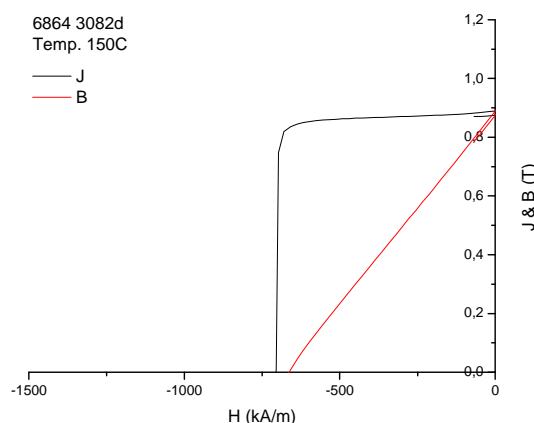


Figura 6.4 - Curva Característica de Desmagnetização em 150°C

Tabela 6.3 – Propriedade do ímã – 150°C

B_r [T]	JH_C [kA/m]	BH_C [kA/m]	$BH_{(max)}$ [kJ/m ³]
0,889	704,69	662,81	150,2

A partir de 160°C , a curva característica de desmagnetização começa a apresentar o joelho no segundo quadrante, conforme Figura 6.5. O ponto onde ocorre o joelho, tem indução medida de $B = 0,1 \text{ T}$. Em 160°C , a indução no joelho ainda é bastante baixa, e somente sofrerá perdas no fluxo magnético se houver um forte campo contrário.

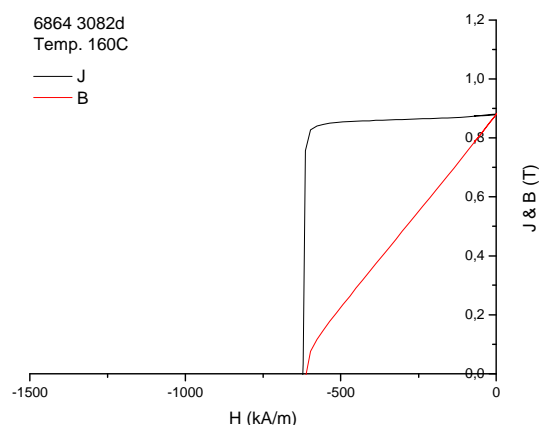


Figura 6.5 – Curva Característica de Desmagnetização em 160°C

Tabela 6.4 – Propriedade do ímã – 160°C

B_r [T]	JH_C [kA/m]	BH_C [kA/m]	$BH_{(max)}$ [kJ/m ³]
0,88	621,85	611,11	147,3

Em 180°C, o joelho da curva característica de desmagnetização se desloca, no qual a indução é aumentada para $B = 0,3 \text{ T}$, Figura 6.6, com uma grande redução do H_C , Tabela 6.5. Neste caso, se houver um campo contrário que force a reta de carga do ímã abaixo do joelho, quando retirado este campo, o ímã retornará para uma reta de recuo menor, o qual terá perdido parte do fluxo magnético de forma permanente.

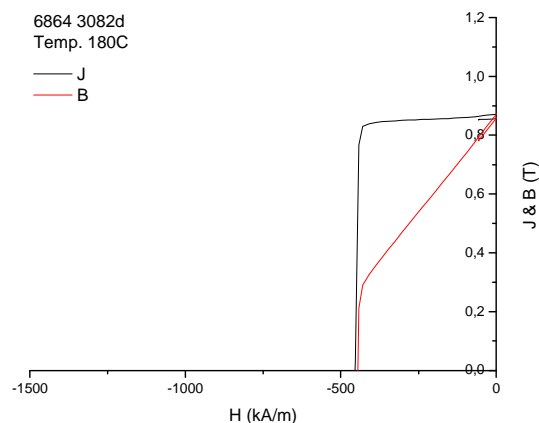


Figura 6.6 - Curva Característica de Desmagnetização em 180°C

Tabela 6.5 – Propriedade do ímã – 180°C

B_r [T]	JH_C [kA/m]	BH_C [kA/m]	$BH_{(max)}$ [kJ/m ³]
0,871	453,73	444,71	143,2

6.3. Simulação de curto-circuito no Motor

O componente de maior custo em um motor de ímãs permanentes é o rotor onde estão inseridos os ímãs. Se há um curto-circuito nos terminais do motor, o estator bobinado é facilmente recuperado, pois se não houver danos às chapas de aço elétrico, somente será necessário rebobinar o estator.

Em contrapartida, se os ímãs não estiverem adequadamente dimensionados, estes poderão sofrer desmagnetização irreversível e o rotor provavelmente terá de ser descartado.

Assim, o ímã foi dimensionado, para que suporte curto-circuito nos terminais do motor ou uma eventual sobrecarga no eixo, sem que sofra desmagnetização total ou parcial.

Para verificar se o ímã está dimensionado adequadamente, foi realizada uma simulação utilizando o programa de elementos finitos do SPEED, o PC-FEA.

Para simular a condição de curto-circuito, em qualquer rotação, considera-se a corrente de curto, toda sobre o eixo direto e a corrente I_q igual a zero. Como não há tensão, o V_d e o V_q também são iguais a zero. Assim, a corrente de curto é calculada conforme a equação (6.1).

$$I_{d-CC} = \frac{E_{q1}}{X_d} \quad (6.1)$$

onde I_{d-CC} é a corrente de curto no eixo direto, E_{q1} é a *fcem* fundamental e X_d é a reatância no eixo direto.

Para verificar se o ímã suporta um intenso campo contrário devido a um curto-circuito, em uma condição de operação mais severa de temperatura, foi simulado no motor, a condição de corrente desmagnetizante de $I_{d-CC} = 109 A$ e na temperatura de $180^\circ C$.

As Figura 6.7 e Figura 6.8 mostram os resultados obtidos na simulação, com os valores estimados das induções (B_M) do ponto de trabalho do ímã. Foram verificadas as induções em duas regiões do ímã. Uma na região central, onde a indução do ímã estimada foi de $B_M = 0,41 T$ e nas extremidades de $B_M = 0,33 T$.

Conforme apresentado no item 6.2, em 180°C , a indução sobre o joelho da curva de desmagnetização do ímã é de $B = 0,30\text{T}$. Assim, conclui-se que mesmo nas extremidades do ímã, onde a operação de trabalho é mais crítica, este não sofre perdas totais ou parciais no fluxo, pois opera acima do joelho.

Desta forma, com o dimensionamento do ímã proposto no projeto do motor, mesmo em operações severas de temperatura e de curto-circuito, este não sofrerá quaisquer perdas no fluxo.

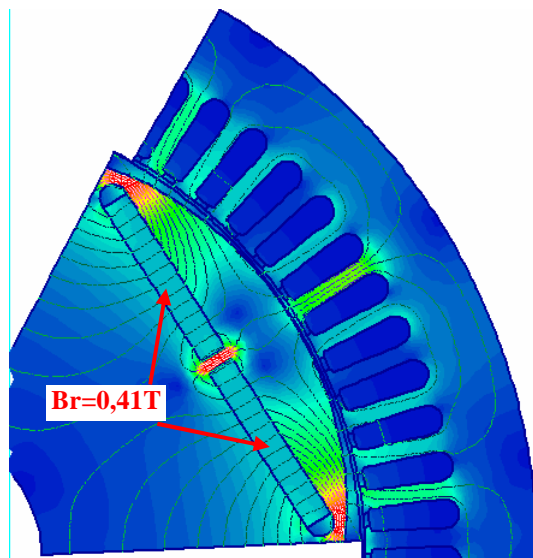


Figura 6.7 - Curto-circuito com $T_{ímã}=180^{\circ}\text{C}$ em 3600 rpm

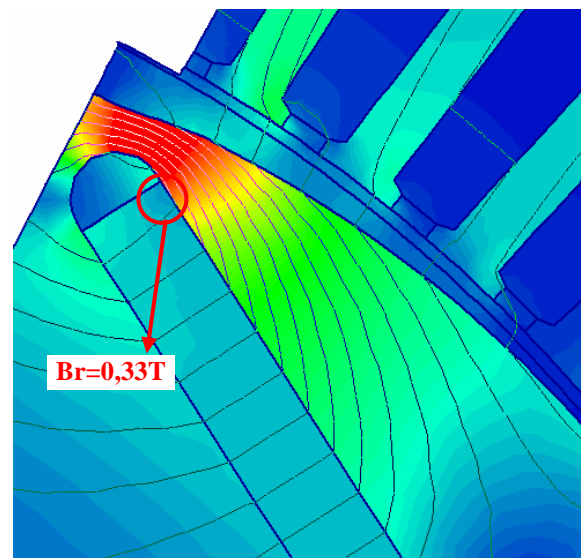


Figura 6.8 - Região crítica de desmagnetização do ímã

Assim, pôde-se verificar que o projeto atende aos critérios avaliados, de esforços mecânicos e resistência a desmagnetização do ímã, apresentando uma excelente robustez, onde não haverá necessidade de reprojeto do motor.

Com a concepção do motor definida e a avaliação do projeto realizada, é construído um protótipo na carcaça IEC 160, conforme apresentado no Anexo 1, para realização de testes experimentais e verificação do desempenho do motor.

7. PROCEDIMENTO E RESULTADOS DOS TESTES EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, foram definidos critérios e procedimentos para a realização dos testes de tensão gerada, medição da curva da corrente I_d , elevação de temperatura e avaliação da eficiência do motor e do conjunto (motor + conversor).

O teste de tensão gerada (f_{cem}) foi realizado para verificação da especificação elétrica do motor.

Em seguida curvas da corrente I_d foram levantadas para serem utilizadas na realização dos testes de elevação de temperatura.

Apesar do projeto ter sido avaliado somente em uma rotação, nos testes experimentais foram realizadas elevações de temperatura e avaliações do desempenho do motor, em operação com torque constante, nas rotações entre 360 e 3600 rpm e com potência constante acima de 3600 rpm.

Além disso, testes de sobrecarga foram realizados para verificar os limites de operação do motor. Foi avaliado também o efeito do uso do enfraquecimento de campo na curva de torque.

7.1. Teste de tensão gerada

O teste de tensão gerada f_{cem} (E) é realizado para avaliar fatores de qualidade da forma de onda da tensão E , como amplitude e distorção harmônica.

O objetivo é verificar se a tensão gerada E do motor está de acordo com a especificação elétrica e identificar possível problema de fabricação, como montagem dos ímãs ou curto-circuito nos enrolamentos do estator.

Para a realização do teste, uma máquina primária aciona o protótipo que funciona, neste caso, como gerador, conforme Figura 7.1.

O motor deve estar em temperatura ambiente. Um osciloscópio da marca “Tektronix” é utilizado para registrar a tensão gerada de linha nos terminais do motor para uma rotação definida.

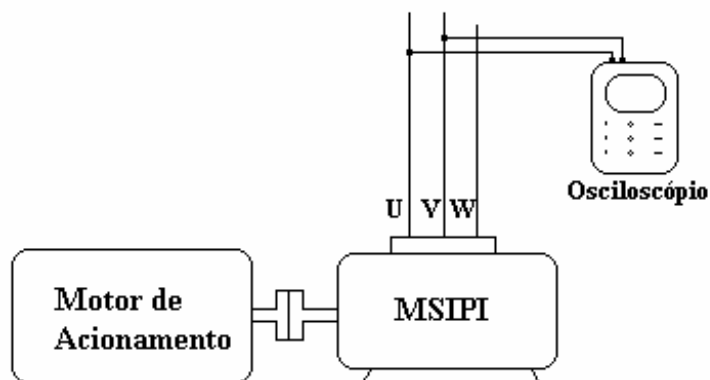


Figura 7.1 – Esquema de ligação para o teste de tensão gerada

Na Figura 7.2, é apresentada a medição da tensão gerada nos terminais do motor, em $T_{amb} = 14^{\circ}C$ e rotação de 3600 rpm. A forma de onda da tensão gerada medida é praticamente senoidal e apresenta harmônicas com baixa amplitude, o qual a maior delas é a 5ª harmônica com 0,36%. Conseqüentemente, a Taxa de Distorção Harmônica Total (THD) é mais baixa do que o previsto em simulação, aproximadamente 0,77%.

Ao comparar os valores RMS da tensão, verificou-se que há uma diferença de aproximadamente 9% entre o teste e a simulação. Isto ocorreu, pois a indução remanente do ímã definida no cálculo foi de $B_r = 1,05T$, e o ímã utilizado no protótipo, conforme medido no MAGMA, tem aproximadamente a indução de $B_r = 1,1T$.

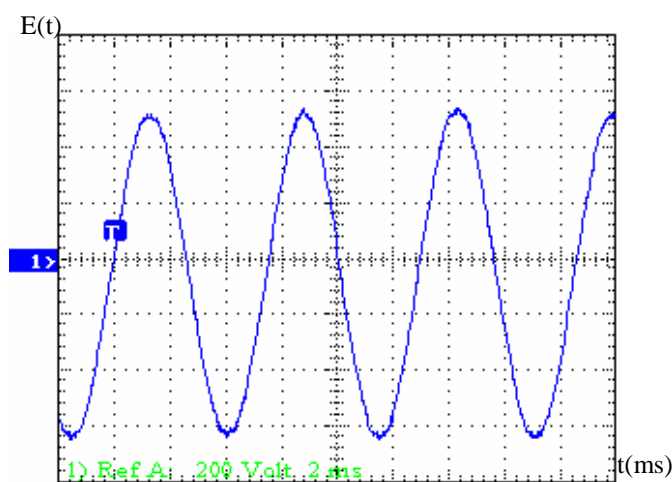


Figura 7.2 – Tensão gerada de linha, experimental E(t) por tempo (200 V/div e 2 ms/div)

7.2. Levantamento experimental da curva da corrente I_d

Conforme abordado no capítulo 3, pode-se ter um acréscimo de torque ou estender a rotação, utilizando a técnica de avanço de fase, de forma a obter melhor relação de torque por corrente.

O ângulo γ entre E e I é o ângulo de torque, o qual controla a magnitude e a fase da corrente, referente à posição do eixo.

O avanço do ângulo γ pode ser obtido, de forma indireta, com a corrente I_d ($I_d = -I \sin \gamma$). Para realizar o levantamento experimental de γ , foi feito um procedimento em que a corrente I_d é medida em várias rotações, para toda a faixa de operação do motor.

Quando o motor atinge a rotação definida, aplica-se a carga exigida. Em seguida, a corrente I_d é introduzida e incrementada até que a corrente total torna-se menor.

A medição de I_d também foi feita para atingir rotações mais elevadas, neste caso, a corrente é incrementada até que se atinja a rotação esperada. No conversor de frequência utilizado nos testes, a corrente I_d é um parâmetro de entrada, introduzido pelo usuário.

Para fazer a medição da corrente I_d são necessários um conversor de frequência para acionar o motor, um dinamômetro para aplicar a carga e um analisador de potência para aquisição das grandezas elétricas, de acordo com a Figura 7.3.

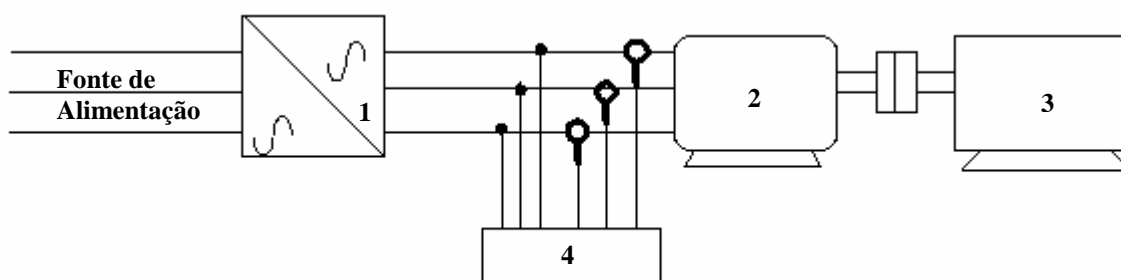


Figura 7.3 – Esquema elétrico para levantamento da corrente I_d

Os instrumentos utilizados para a realização dos testes foram:

1. Conversor de frequência de uso comercial – CFW09-60A, da WEG;
2. Motor de ímãs permanentes em estudo;
3. Dinamômetro de corrente de Foucault de 140 kW;
4. Analisador de potência – NORMA D6000 da LEM.

Foram realizadas as medições de duas curvas de correntes de eixo direto, definidas como I_{d-1} e I_{d-2} , em duas condições diferentes de tensão e temperatura no motor.

As medições das correntes foram executadas em toda a faixa e limite de operação do motor, conforme Figura 7.6. Para isto, definiu-se a condição de carga, com torque constante de 79,6 Nm, nas rotações entre 360 a 3600 rpm, mostrado na Figura 7.4, e a condição com potência constante de 30 kW, nas rotações entre 3600 a 4800 rpm, mostrado na Figura 7.5.

Em I_{d-1} , a medição foi realizada com tensão de alimentação nominal de 380 V, e a cada ponto da curva da corrente medida, procurou-se manter a temperatura do motor próxima da temperatura ambiente. Uma ventilação externa foi utilizada para o resfriamento do motor e um registrador para monitoramento da temperatura nos enrolamentos.

Com a curva I_{d-2} , a medição foi realizada com sub-tensão de 10% na fonte de alimentação, onde não se aguardou o resfriamento do motor.

Pôde-se verificar que mesmo com o motor aquecido, mas com sub-tensão, foi necessário enfraquecer mais o campo na curva I_{d-2} para manter o mesmo torque de 79,6 Nm, entre 2600 a 4200 rpm, conforme Figura 7.6.

Após a aquisição da curva da corrente I_d , os valores medidos são importados para o conversor de frequência. O controle do conversor interpola os pontos medidos de I_d com segmentos de reta, gerando uma curva similar ao da Figura 7.6.

Atualmente, é possível importar apenas uma curva de cada vez para o conversor. Assim, os testes experimentais são realizados com somente uma das curvas catalogadas.

Durante a operação, o controle do conversor impõe automaticamente a corrente I_d da curva importada da Figura 7.6, para cada rotação.

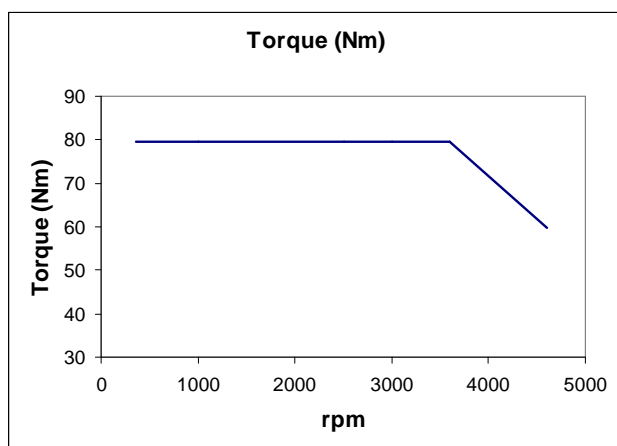


Figura 7.4 – Curva de torque

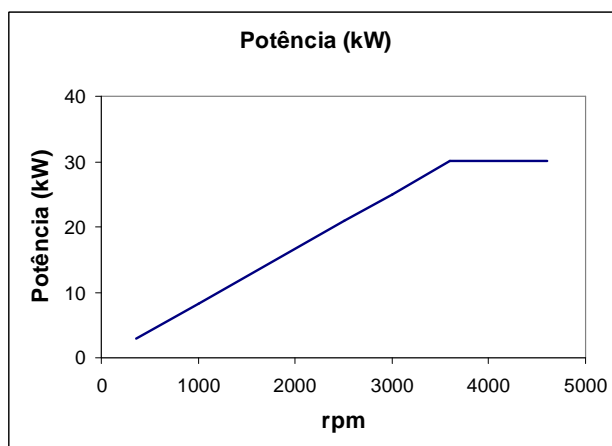


Figura 7.5 – Curva da Potência

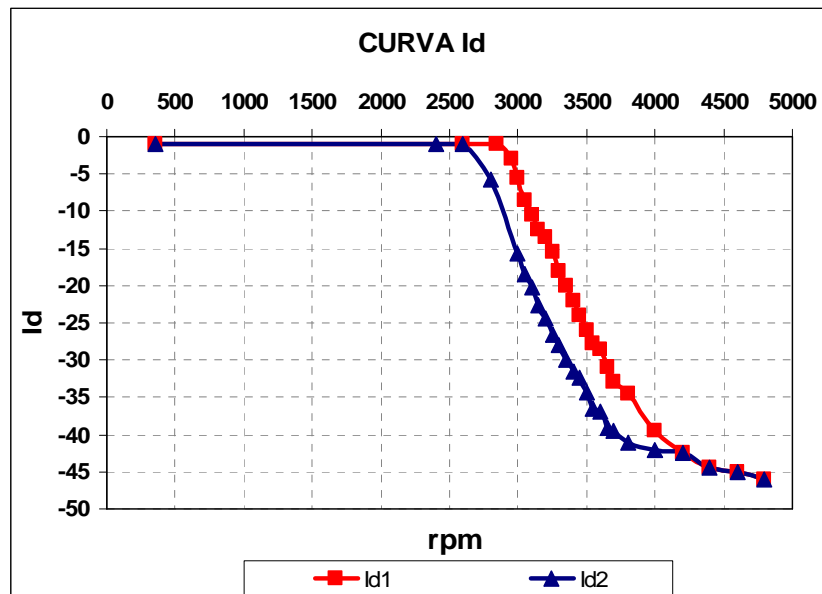


Figura 7.6 – Medição da curva de corrente I_{d-1} e I_{d-2}

7.3. Procedimento para realização dos testes de elevação de temperatura e avaliação do desempenho

Atualmente, não existem normas nacionais ou internacionais que definam procedimentos para realização de testes experimentais em motores acionados por conversores de frequência. Também não existe um procedimento padrão que determine como deve ser avaliado o desempenho do conjunto.

Desta maneira, seguiram-se critérios semelhantes aos dos testes de elevação de temperatura de motores de indução trifásicos, alimentados diretamente da rede.

A diferença é que foram empregados dois analisadores de potência ao invés de um na aquisição das grandezas elétricas. Um analisador é colocado na entrada do conversor de frequência e outro na saída, de forma a obter as grandezas elétricas tanto do motor como do conversor de frequência.

A determinação do rendimento é feita calculando-se pelo método direto, ou seja, pela relação entre a potência útil e a potência absorvida.

Foram usados ainda, um registrador de temperatura e um *laptop* para aquisição dos dados, conforme esquema da Figura 7.7.

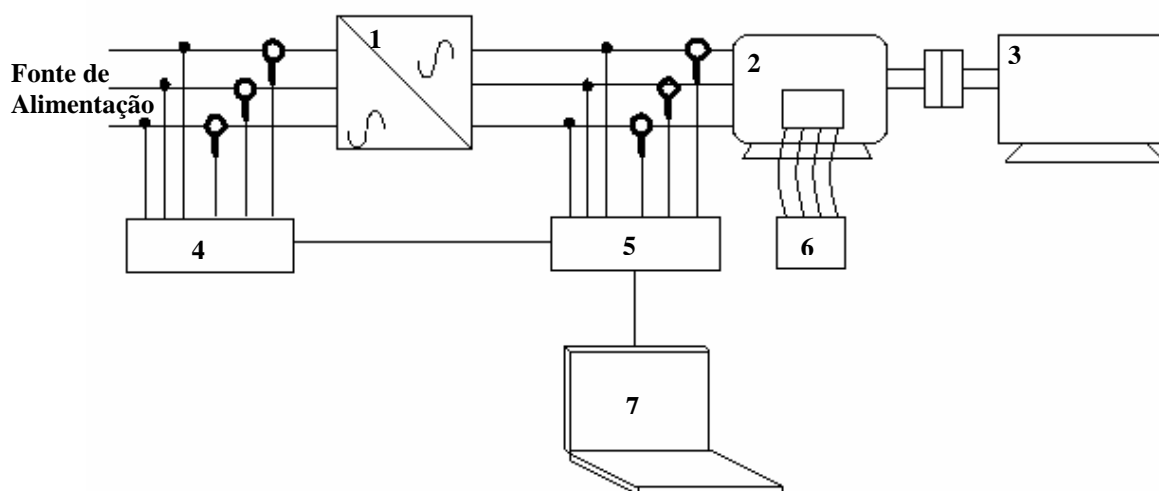


Figura 7.7 – Esquema para medição das grandezas elétricas

Os instrumentos utilizados para a realização dos testes foram:

1. Conversor de frequência de uso comercial – CFW09-60A, da WEG;
2. Motor de ímãs permanentes em estudo;

3. Dinamômetro de corrente de Foucault de 140 kW;
4. Analisador de potência, com analisador de harmônicas – NORMA D6000 da LEM;
5. Analisador de potência, com analisador de harmônicas – NORMA D6000 da LEM;
6. Registrador de temperatura MV100 da marca Yokogawa;
7. *Laptop* da marca Toshiba.

Todos os testes experimentais foram realizados na Seção de Laboratório Elétrico, do Departamento de Controle de Qualidade da WEG Motores.

A Figura 7.8 mostra o laboratório e os equipamentos que foram utilizados para a realização dos testes experimentais.

A Figura 7.9 mostra as aquisições das grandezas elétricas, feitas pelo *laptop* e a Figura 7.10, o registro da temperatura nos enrolamentos do estator e no mancal.



Figura 7.8 – Teste experimental com o protótipo em estudo



Figura 7.9 – Aquisição dos dados com o laptop



Figura 7.10 – Registro de temperatura nos enrolamentos do estator e no mancal

7.4. Resultados dos testes experimentais

A seguir são apresentados os resultados de testes experimentais de elevação de temperatura e a avaliação da eficiência energética do motor e do conjunto (motor + conversor) com a curva da corrente I_{d-1} .

Testes de elevação de temperatura e sobrecarga também são realizados, com a curva da corrente I_{d-2} .

Além disso, é verificada a curva característica de torque, com e sem enfraquecimento de campo.

Para acionar o protótipo é utilizado um conversor de frequência de corrente nominal de 60 A de uso comercial da WEG, com controle vetorial e “*sensorless*” (sem sensor). O controle “*sensorless*” utiliza algoritmos numéricos que estimam a posição e a rotação do motor, conforme abordado no item 2.2.

7.4.1. Teste de elevação de temperatura e avaliação da eficiência

Para avaliação do desempenho do motor, foram realizados testes de elevação de temperatura em condição de regime permanente, em várias rotações.

Na região de torque constante de 79,6 Nm, foram realizados os testes nas rotações mínima (360 rpm), 1000, 2500, 3000 rpm e nominal (3600 rpm). Para a região de potência constante de 30 kW, o teste foi realizado na rotação de 4800 rpm, conforme Figura 7.11, onde são indicadas na curva de torque por círculos.

Para a realização dos testes, foi importada para o conversor, a curva I_{d-1} , pois esta apresenta menor corrente de enfraquecimento de campo, na faixa de rotação de 2600 a 4200 rpm e com isto, espera-se obter um melhor desempenho do motor nesta região.

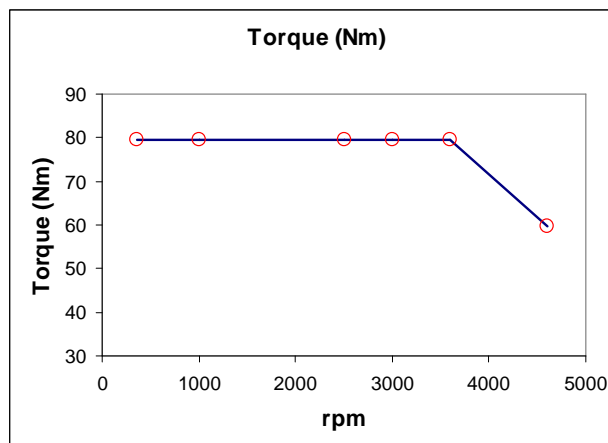


Figura 7.11 – Curva de torque

A Figura 7.12 mostra a corrente total medida no motor, nas rotações, nas quais foram realizados os testes. Verificou-se que a corrente consumida pelo motor é menor do que o limite da capacidade de corrente do conversor em toda a faixa de operação, ou seja, o conversor trabalha com folga na corrente.

Na condição nominal de torque e rotação (3600 rpm), a corrente do motor medida é de 52,6 Arms. Nas rotações entre 360 rpm e 3000 rpm a corrente é praticamente a mesma, com 45 Arms. Em 4800 rpm a corrente medida é maior, com 54,5 Arms; isto se deve, pois à corrente I_{d-I} que é elevada para poder atingir a rotação e atender o torque solicitado.

Nos testes experimentais não foi realizada a separação de perdas. A única a ser separada das perdas totais foi a perda Joule, pois esta pode ser calculada a partir da corrente e resistência elétrica medidas.

Como a perda Joule é proporcional ao quadrado da corrente, e os valores da corrente nas rotações entre 360 rpm e 3000 rpm são muito próximos, a perda Joule também é praticamente a mesma. A perda é maior em 4800 rpm, conforme Figura 7.13.

Em 360 rpm, as perdas no ferro e mecânicas são muito pequenas devido a baixa rotação, sendo a perda joule predominante nas perdas totais, como pode-se observar na comparação da Figura 7.14.

Com o aumento da rotação, as parcelas das perdas no ferro e mecânica passam a ser significativas, pois a perda mecânica aumenta com o cubo da rotação e as perdas no ferro (por correntes de Foucault) com o quadrado da frequência.

Em 1000 rpm as perdas no ferro e mecânicas já são quase 50% das perdas totais, em 2500 rpm, 3000 rpm e 3600 rpm esta proporção já chegam quase a 70% e em 4800 rpm, atinge 81%, conforme Figura 7.14.

Deste modo, as elevadas perdas totais em 4800 rpm, reduzem a eficiência do motor para 90% e a do conjunto para 88,5%. Contudo, o rendimento é menor em 360 rpm, com 88,4% no motor e 76% no conjunto, Figura 7.15.

O rendimento do conjunto diminui consideravelmente em 360 rpm, pois como as perdas do conversor são praticamente as mesmas para toda a faixa de operação, e a potência é baixa nesta rotação, a proporção da perda do conversor torna-se mais significativa.

Na região compreendida entre as rotações de 2500 rpm a 3600 rpm, o motor apresenta elevados rendimentos, de 95,4%, 95,8% e 95,1%. Os rendimentos do conjunto também são bastante elevados, com 92,5%, 93,8% e 93,2%.

O $\cos \phi$ da fundamental medida é bastante elevado variando de 0,95 a 0,99 de 360 rpm a 3600 rpm. Somente em 4800 rpm, o $\cos \phi$ é mais baixo, apresentando o valor de 0,90, Figura 7.16. Já o fator de potência na entrada do conversor é o mesmo nas rotações entre 1000 rpm a 4800 rpm, com valor de 0,92. Em 360 rpm o fator de potência é menor valendo 0,90, Figura 7.17.

Apesar do ímã suportar a temperatura de 180°C sem sofrer desmagnetização, foi escolhido para o motor um sistema isolante, com limite de temperatura de trabalho de 155°C (classe F), de acordo com a norma IEC-85.

A elevação de temperatura máxima para a classe F é de $\Delta T = 105^\circ\text{C}$, em temperatura ambiente de 40°C, obtido pelo método da resistência, com tolerância de 10°C para o ponto mais quente.

Como o motor apresentou baixas perdas e elevada eficiência em toda faixa de operação, a elevação da temperatura foi menor que o limite da classe F.

Nas rotações de 360 rpm a 3600 rpm, a elevação da temperatura do motor não ultrapassou o $\Delta T \cong 50\text{K}$. Mesmo na rotação de 4800 rpm, onde as perdas totais são elevadas, o $\Delta T \cong 70\text{K}$, ficando esta elevação bem abaixo do limite da classe F, Figura 7.18. Conforme o esperado, verificou-se que o motor opera com bastante folga térmica.

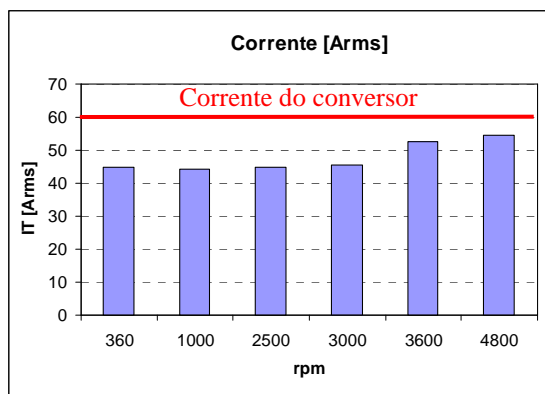


Figura 7.12 – Corrente total do motor

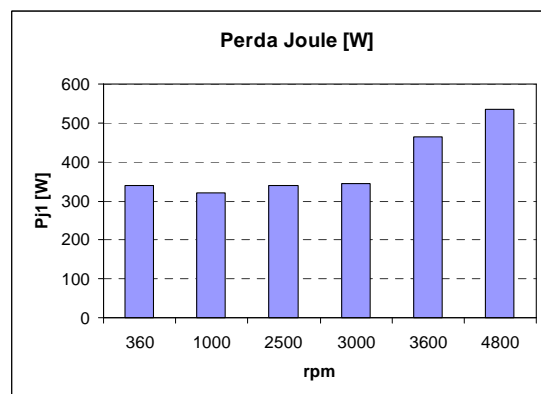


Figura 7.13 – Perda joule do motor

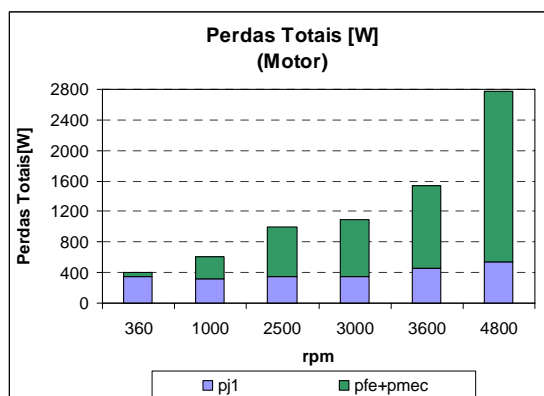


Figura 7.14 – Perdas totais do motor

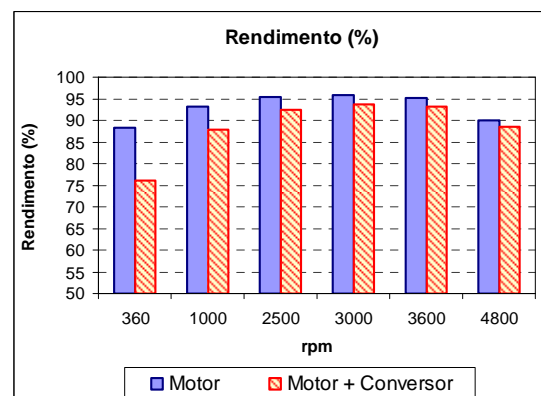


Figura 7.15 – Rendimento do motor e do conjunto

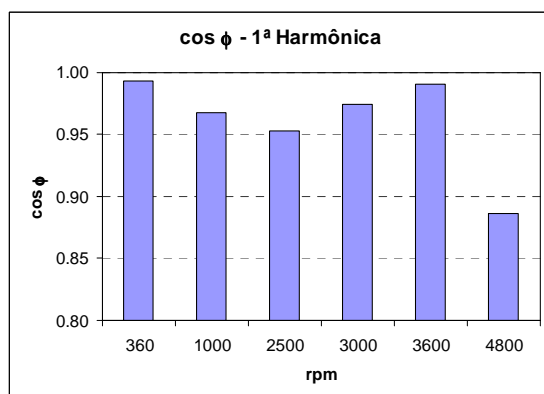
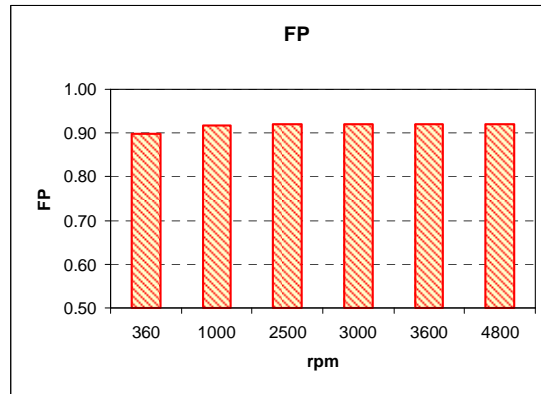
Figura 7.16 – cos ϕ do motor

Figura 7.17 – Fator de potência do conjunto

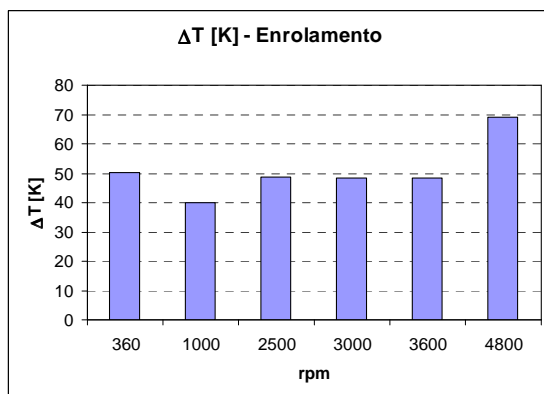


Figura 7.18 – Elevação de temperatura no motor

7.4.2. Comparação de desempenho com as curvas I_{d-1} e I_{d-2}

Testes experimentais foram realizados utilizando a curva de corrente I_{d-2} , obtida no item 7.2. Os resultados comparativos de desempenho, com as duas curvas de corrente I_{d-1} e I_{d-2} , são apresentados na Tabela 7.1.

Os testes de elevação de temperatura, utilizando a curva I_{d-2} , foram realizados com o mesmo conversor e as mesmas condições de carga e rotação (3000 rpm e 3600 rpm), da curva I_{d-1} .

Foi constatado que com a utilização da curva I_{d-2} houve acréscimo de 5% na corrente total, em 3000 rpm e 6,6% em 3600 rpm. Por este motivo, a perda Joule aumentou, quando comparada com a operação com I_{d-1} , em 11,5% em 3000 rpm e 16,8% em 3600 rpm.

O somatório das perdas no ferro e mecânica também apresentou aumento. Contudo, este se deve basicamente ao aumento das perdas no ferro, pois a perda mecânica se mantém constante para as operações com I_{d-1} e I_{d-2} .

Em 3000 rpm, a diferença das perdas no ferro entre as curvas I_{d-1} e I_{d-2} é de 39,4%. Este aumento nas perdas no ferro, se deve ao maior enfraquecimento de campo quando o motor é acionado com a curva da corrente I_{d-2} , pois este produz mais corrente resultante e mais fluxo de reação de armadura, além de aumentar o conteúdo harmônico da corrente.

Em 3600 rpm, há também aumento nas perdas no ferro, mas a diferença é de apenas 8%.

Assim, quando o motor opera com a curva I_{d-2} , há uma queda em seu rendimento nas rotações de 3000 rpm e 3600 rpm, pois há aumento nas perdas totais. Em 3000 rpm, o rendimento do motor é reduzido em 1,27% e o do conjunto em 1,74%. Em 3600 rpm, o rendimento do motor é diminuído em 0,51% e o do conjunto em 1,38%.

Conseqüentemente, houve aumento na temperatura do motor com a curva I_{d-2} . O ΔT aumentou 2,2% em 3000 rpm e 15% em 3600 rpm, com relação à curva I_{d-1} .

Tabela 7.1 – Comparação de desempenho do motor e do conjunto com I_{d-1} e I_{d-2}

		3000 rpm			3600 rpm		
		I_{d-1}	I_{d-2}	Var [%]	I_{d-1}	I_{d-2}	Var [%]
Motor	DT [K] - Enrolamento	48,38	49,43	2,17	48,44	55,74	15,07
	It [Arms]	45,45	47,76	5,07	52,59	56,06	6,59
	Rendimento [%]	95,81	94,59	1,27	95,13	94,64	0,51
	Perda Joule [W]	345,54	385,26	11,50	463,45	541,11	16,76
	Pfe + pmec [W]	750,08	1045,69	39,41	1074,16	1159,83	7,98
	cos ϕ	0,97	0,99	2,06	0,99	0,99	0,00
Conjunto	Rendimento [%]	93,76	92,12	1,74	93,16	91,87	1,38
	Fator de Potência	0,92	0,92	0,00	0,92	0,92	0,00

Dentre as variáveis analisadas, somente o $\cos \phi$ do motor e o fator de potência do conversor não sofreram grande alteração com o aumento do enfraquecimento de campo. A vantagem em utilizar a curva I_{d-2} em relação a I_{d-1} é que, devido ao maior enfraquecimento de campo, o motor suporta sobrecargas maiores, sem perder o controle da rotação, proporcionando maior estabilidade ao sistema.

Acredita-se que, o desempenho do motor, utilizando a curva de corrente I_{d-2} , pode ser incrementado através de uma otimização de parâmetros de controle do conversor.

7.4.3. Teste de sobrecarga no motor

Como a temperatura do motor ficou bem abaixo dos limites máximos da classe de isolamento F, foram realizados testes adicionais de elevação de temperatura com sobrecarga, nas rotações de 360 rpm, 2500 rpm e 3600 rpm. O motor foi acionado utilizando a curva I_{d-2} . O valor da corrente no motor foi limitado em 60A, em função da limitação do conversor.

A Figura 7.19 mostra as curvas de torque por rotação do motor, medidas nos testes de elevação de temperatura, nas condições nominal e de sobrecarga, compreendendo a faixa de rotação de 360 rpm a 4800 rpm.

Verificou-se que o motor pode operar com sobrecarga de 1,34 p.u, entre 360 rpm a 2500 rpm, e de aproximadamente 1,15 p.u em 3600 rpm, sem exceder o limite de 60 A do conversor.

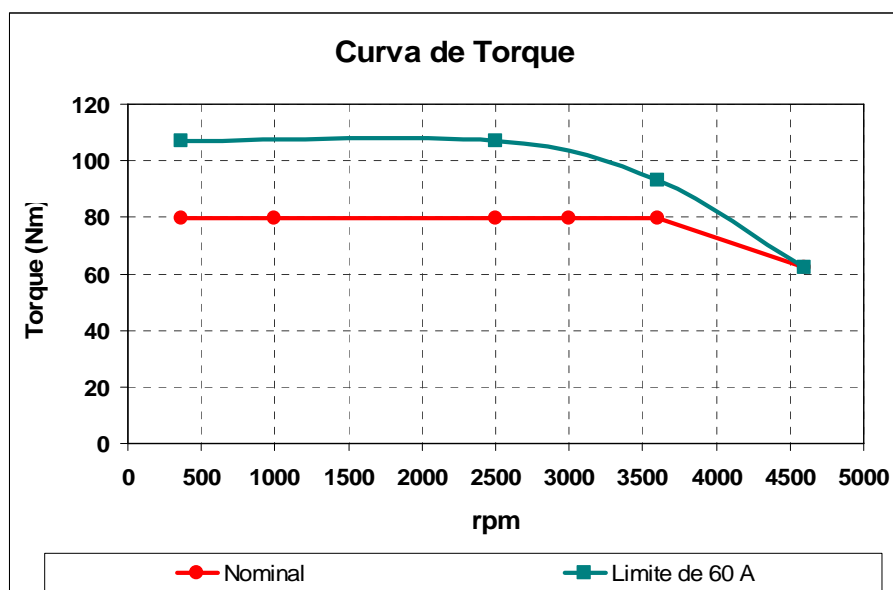


Figura 7.19 – Levantamento da curva de torque x rotação

Mesmo com sobrecarga, a elevação térmica do motor ficou abaixo do limite da classe de isolamento F, conforme Figura 7.20. Ou seja, o motor suportaria sobrecargas superiores às do teste em regime contínuo.

Portanto, com um conversor com maior capacidade de corrente, seria possível realizar testes de elevação de temperatura, para avaliação do limite máximo de torque do motor, em regime contínuo.

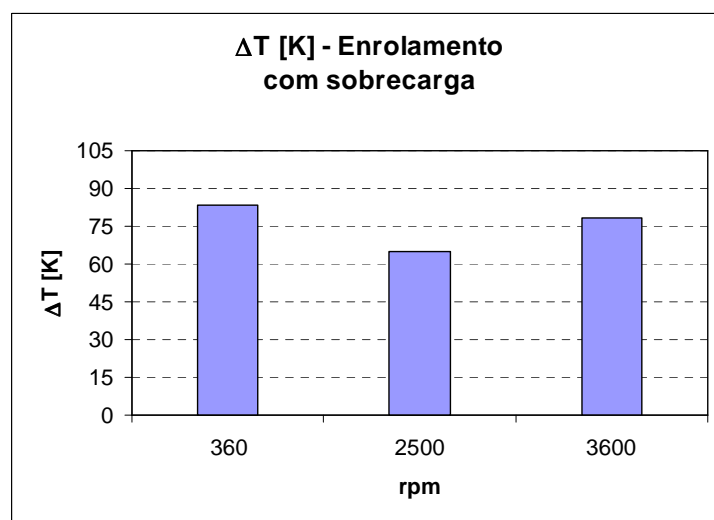


Figura 7.20 – Elevação de temperatura com sobrecarga

7.4.4. Efeito do enfraquecimento de campo na curva de torque

Para avaliação do efeito do enfraquecimento de campo sobre a curva característica de torque, foram realizadas aquisições de duas curvas de torque, uma com a corrente I_d e a outra sem. O teste foi realizado para comprovar as vantagens em utilizar o enfraquecimento de campo para obter torque adicional e/ou para atingir rotações mais elevadas.

A aquisição do torque, com enfraquecimento de campo, foi conseguida com a introdução do avanço do ângulo de fase γ , através da curva I_{d-2} . A Figura 7.21 mostra as duas curvas características de torque em função da rotação, com e sem a corrente I_d .

Para avaliar os limites do motor e do conversor, os testes foram realizados com sobrecarga, nas duas curvas de torque. A capacidade máxima de sobrecarga da corrente do conversor é de 1,8 vezes à nominal por 3 segundos, onde este tempo é aumentado quanto menor for a corrente.

De 500 rpm a 2600 rpm, não há diferença entre as duas curvas de torque, pois a corrente I_d imposta é pequena nesta região.

Sem o enfraquecimento de campo, o torque é reduzido a partir de 2800 rpm e declina rapidamente até 3300 rpm, na condição em vazio. Com a corrente I_d , a rotação no motor pode ser estendida até 6000 rpm ou mais, se estiver em vazio. Contudo, por medida de segurança, os testes foram limitados à rotação de 5000 rpm.

É verificado também na Figura 7.21, que o torque pode ser aumentado com o uso do enfraquecimento de campo. Por exemplo, na rotação de 3200 rpm, sem a corrente I_d , o torque medido foi de 40 Nm, por outro lado, com a corrente I_d , este torque é aumentado para 120 Nm, ou seja, o torque foi triplicado.

Ou ainda, é possível estender a rotação, mantendo a mesma carga. Por exemplo, para um torque de 40 Nm, sem a corrente I_d , a rotação é de 3200 rpm, mas com a utilização do avanço do ângulo de fase γ , a rotação pode ser estendida até 5000 rpm, com o mesmo torque, onde a curva diminui suavemente.

Na faixa que compreende as rotações de 500 rpm a 2000 rpm, foi possível impor 1,75 vezes o torque nominal, por poucos segundos, devido a limitação de corrente do conversor. Mesmo assim, foi verificado que o motor pode operar com torques elevados em regimes intermitentes.

Contudo, é importante frisar que a curva característica de torque adquirida não é a curva real de máximo torque, pois a carga foi limitada pela capacidade de corrente do conversor.

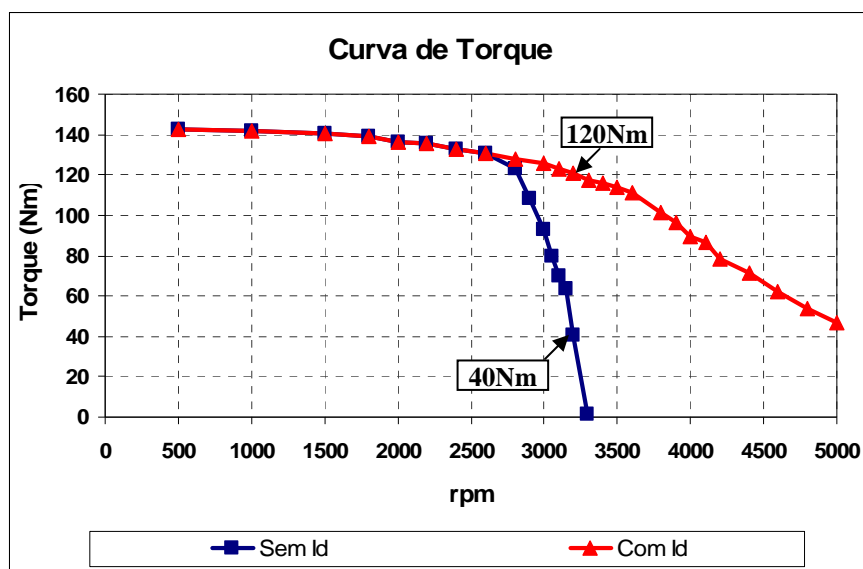


Figura 7.21 – Curvas característica de torque com e sem I_d

Neste capítulo, a qualidade da tensão gerada, o desempenho do motor operando em uma ampla faixa de rotação e os limites de operação do motor, como capacidade para suportar sobrecargas em regime contínuo e intermitente, foram avaliados em testes experimentais.

A elevada eficiência do motor em operação com torque e potência constante, nas rotações de 360 rpm a 4800 rpm, foi comprovada nos testes práticos. Assim como, a viabilidade de ampliação da faixa de operação, devido a técnica utilizada de enfraquecimento de campo.

Nas simulações realizadas no capítulo 5, o desempenho do motor havia sido avaliado somente na rotação de 3600 rpm. Desta forma, a fim de avaliar a confiabilidade do cálculo, este será comparado com os resultados dos testes experimentais, em várias rotações.

8. COMPARAÇÃO ENTRE CÁLCULO E TESTE EXPERIMENTAL

Neste capítulo, para avaliar a confiabilidade no projeto do motor, são realizadas comparações dos resultados de cálculo com os de testes experimentais, na região de torque constante, na faixa de rotação de 360 rpm a 3600 rpm.

Primeiramente, o processo de cálculo é corrigido com a remanência medida do ímã e temperatura real de operação do motor, para minimizar os erros dos resultados de cálculo.

Em seguida para reduzir mais ainda a diferença de cálculo e teste, dados adquiridos na prática são realimentados no cálculo do motor.

8.1. Correção de dados para o cálculo do projeto do motor

No programa PC-BDC, do SPEED, a temperatura no motor é um dado de entrada. Assim, uma marcha de cálculo térmico analítico foi desenvolvida, para verificar e estimar a elevação de temperatura do MSIPI em estudo, através das perdas totais calculadas analiticamente.

A rotina de cálculo térmico foi desenvolvida no programa Mathcad, pelo Departamento de Pesquisa e Desenvolvimento do Produto, da WEG Motores. O cálculo utiliza um circuito térmico simplificado para estimar a elevação de temperatura nos enrolamentos do MSIPI em estudo.

O método de predição usa como referência um motor de indução de mesma carcaça e sistema de ventilação do MSIPI, na qual já tenha sido testado na condição em carga. Informações como resistência térmica, temperatura no enrolamento, temperatura ambiente, temperatura externa da carcaça e perdas totais do motor de referência são todas conhecidas. Estes dados são usados então para estimar a temperatura do MSIPI, fazendo-se a correlação da resistência térmica entre o motor de referência e o MSIPI e seus respectivos comprimentos de pacotes de chapas de aço.

Assim, para avaliação do desempenho do motor, funcionando na condição de torque e rotação nominais, inicialmente foi atribuída uma elevação de temperatura nos enrolamentos de $\Delta T = 80\text{ K}$ e $T_{amb} = 40^\circ\text{C}$, no cálculo do projeto do motor. Além disso, foi escolhido um ímã de NdFeB com remanência de $B_r = 1,05\text{ T}$. Os resultados são apresentados na primeira coluna da Tabela 8.1, como projeto inicial.

Uma elevação de $\Delta T = 47\text{ K}$ foi estimada pelo cálculo térmico, a partir das perdas totais calculadas no projeto inicial, valor bem abaixo do ΔT atribuído inicialmente.

Contudo, ao medir a remanência do ímã no MAGMA/UFSC, verificou-se que o ímã utilizado no protótipo possui indução remanente $B_r = 1,1\text{ T}$.

Assim, uma nova simulação foi realizada, realimentando o programa PC-BDC com a remanência corrigida e o $\Delta T = 47\text{ K}$, estimado. Os resultados são apresentados na coluna do meio da Tabela 8.1, como projeto corrigido. Com as perdas totais recalculadas, foi estimada uma nova elevação de $\Delta T = 50\text{ K}$.

Para verificar a convergência nos cálculos, uma terceira simulação foi realizada realimentando o programa PC-BDC, com a elevação de $\Delta T = 50\text{ K}$. Os resultados do projeto final estão apresentadas na última coluna da Tabela 8.1.

Pôde-se verificar que na terceira simulação, coluna “projeto final”, os valores das perdas totais convergiram com o “projeto corrigido”, desta forma o ΔT estimado pelo cálculo térmico não foi alterado.

Tabela 8.1 – Cálculo comparativo com correção na remanência do ímã e do ΔT do enrolamento

	3600 rpm		
	Projeto Inicial ($\Delta T=80\text{K}$)	Projeto Corrigido ($\Delta T=47\text{K}$)	Projeto Final ($\Delta T=50\text{K}$)
Br do ímã [T]	1,05	1,1	1,1
Vg [Vrms]	325,00 p/ $\Delta T=80\text{K}$	371,20 p/ $\Delta T=47\text{K}$	370,10 p/ $\Delta T=50\text{K}$
Tn [Nm]	79,6	79,6	79,6
It (Arms)	54,20	47,87	48,38
Rendimento [%]	95,76	95,52	95,56
perda Joule [W]	549,00	396,67	407,33
pfe+pmec [W]	780,31	1015,73	1002,00
Perdas totais [W]	1329,31	1412,40	1409,33
ΔT [K] – Estimado	47	50,0	50,0
L_d+L_q [mH]	4,17	4,01	4,01
I_d	-30,50	-25,70	-26,34

8.2. Comparação entre resultados de cálculo e teste

A Tabela 8.2 mostra a comparação entre os resultados de cálculo do projeto final e o teste prático. Pode-se verificar que os erros de cálculo são baixos, conseguindo-se uma boa aproximação nos resultados, apresentando maior erro na perda Joule, com 12%.

A diferença dos valores das indutâncias L_d e L_q entre o cálculo e o teste é de 7% e a diferença da corrente I_d é de 7,6%, refletindo diretamente no valor da corrente no motor, no qual o erro foi de 8%.

Esta diferença entre as correntes gera um erro na perda Joule de 12%. Já o erro das perdas no ferro e mecânica é um pouco menor, com 6,7%. Assim, o erro das perdas totais é menor do que a perda Joule, com 8,3%.

Apesar das diferenças encontradas entre as correntes e nas perdas, a diferença do valor de rendimento entre cálculo e teste é de apenas 0,45%.

Foi obtida também uma boa aproximação, entre o cálculo térmico e o medido pelo método da resistência, registrando um erro de 3,2%, na elevação de temperatura do enrolamento.

Assim, os conceitos adotados no cálculo do projeto final e na marcha de cálculo térmico foram validados, apresentando uma aceitável confiabilidade nos resultados, conforme apresentado na Tabela 8.2.

Tabela 8.2 – Comparação entre cálculo e teste experimental em 3600 rpm

		Projeto Final ($\Delta T=50K$)	Teste experimental	Erro [%]
Dados de Entrada	L_d+L_q [mH]	4,01	3,74	7,2
	I_d	-26,34	-28,5	7,6
Dados de Saída	V_g [Vrms] - 20°C	419,33	424,00	1,1
	I_t (Arms)	48,38	52,59	8,0
	Rendimento [%]	95,56	95,13	0,45
	perda Joule [W]	407,33	463,45	12,1
	$p_{fe}+p_{mec}$ [W]	1002,00	1074,16	6,7
	Perdas totais [W]	1409,33	1537,61	8,3
	ΔT [K] - Enrolamento	50,00	48,44	3,2

A diferença nos resultados de cálculo e teste pode ser minimizada, se os dados adquiridos na prática forem realimentados no cálculo. Assim, para verificar a veracidade da afirmação, o cálculo do motor foi realimentado com as indutâncias L_d e L_q , corrente I_d e a temperatura de operação do motor medidas, o qual foram reunidas na Tabela 8.3

Tabela 8.3 – Dados experimentais no cálculo do projeto

	Projeto ajustado
<i>Br do ímã [T]</i>	1,11
ΔT [K] - Enrolamento	48,44
$L_d + L_q$ [mH]	3,74
<i>Id</i>	-28,5

Com os novos ajustes, os erros foram minimizados e foram conseguidos excelentes aproximações com os resultados do projeto ajustado, conforme Tabela 8.4.

O erro na corrente foi reduzido de 8% para 5%, a perda Joule de 12,1% para 10%. Do mesmo modo, o erro nas perdas no ferro e mecânica foram reduzidas de 6,7% para 1,7%. Conseqüentemente, a diferença nas perdas totais ficou reduzida para 4,2% e o rendimento em 0,22%.

Tabela 8.4 – Comparação entre o projeto calibrado e teste experimental

	Projeto ajustado	Teste experimental	Erro [%]
<i>It (Arms)</i>	49,95	52,59	5,0
<i>Rendimento [%]</i>	95,34	95,13	0,22
<i>perda Joule [W]</i>	416,86	463,45	10,05
<i>p_{fe}+p_{mec} [W]</i>	1056,20	1074,16	1,7
<i>Perdas totais [W]</i>	1473,05	1537,61	4,2

Toda a calibração no cálculo, como ajustes das indutâncias, fatores de ajuste das perdas no ferro e mecânica, foi realizada para a condição nominal de torque e rotação.

O programa PC-BDC utiliza um fator de ajuste, que é na realidade um coeficiente multiplicador, para o refinamento do cálculo das perdas no ferro. Este recurso é necessário, devido a grande dificuldade em calcular as perdas no ferro de forma precisa, pois estas dependem da frequência, da indução magnética e do tipo de aço utilizado.

O programa recomenda fator de ajuste entre 1 a 3. Na condição nominal foi utilizado um fator de 2. Entretanto, foi necessário redefinir o fator de ajuste das perdas no ferro para as demais rotações, pois este estava superestimado causando elevado erro na sua estimativa. Foram utilizados fatores entre 1.1 a 1.6.

A Tabela 8.5 mostra a comparação dos resultados de cálculo e do teste para toda a região de torque constante, nas rotações de 360 rpm a 3600 rpm, com os fatores de ajuste

das perdas no ferro redefinidos. Com isto, o erro nas perdas no ferro e mecânica apresentaram uma razoável confiabilidade nos resultados, estando o erro variando entre 0,45% a 9,10%.

Tabela 8.5 – Comparação entre simulação e teste para toda a faixa de operação de torque constante

<i>rpm</i>	<i>Análise</i>	<i>It (Arms)</i>	<i>Erro [%]</i>	<i>perda Joule [W]</i>	<i>Erro [%]</i>	<i>pfe+pmec [W]</i>	<i>Erro [%]</i>	<i>Rendimento [%]</i>	<i>Erro [%]</i>
360	<i>Simulação</i>	46,57	3,99	370,27	9,02	60,76	9,10	87,46	1,02
	<i>Experimental</i>	44,78		339,64		55,69		88,37	
1000	<i>Simulação</i>	46,85	5,67	362,60	13,03	279,56	4,53	92,87	0,30
	<i>Experimental</i>	44,34		320,81		292,84		93,15	
2500	<i>Simulação</i>	47,45	5,45	387,53	13,81	658,01	0,45	95,24	0,19
	<i>Experimental</i>	45,00		340,50		660,96		95,42	
3000	<i>Simulação</i>	45,42	0,07	344,70	0,24	769,04	2,53	95,74	0,07
	<i>Experimental</i>	45,45		345,54		750,08		95,81	
3600	<i>Simulação</i>	49,95	5,02	416,86	10,05	1056,20	1,67	95,34	0,22
	<i>Experimental</i>	52,59		463,45		1074,16		95,13	

Conforme apresentado neste capítulo, tanto o cálculo do projeto do motor quanto a marcha de cálculo térmico apresentaram excelentes resultados quando comparados com os testes realizados.

Realimentando o cálculo com resultados dos testes experimentais, conseguiu-se uma redução significativa dos erros, tanto para a condição nominal, como para as demais condições de operação.

Com a comprovação do ótimo desempenho do motor, tanto no cálculo como nos testes experimentais, a próxima etapa do trabalho agora é realizar o levantamento de custo de material ativo do protótipo e estudar a viabilidade de novas alternativas de projeto para redução de custo, mantendo ou melhorando o desempenho do mesmo.

9. ESTUDO DE NOVAS CONCEPÇÕES

Nos capítulos anteriores, foram realizados estudos e análises de diferentes geometrias do rotor do MSIPI, com o objetivo de obter elevado desempenho no motor em uma ampla faixa de rotação. Com o melhor projeto, foi fabricado um protótipo para realização de testes experimentais, na qual foi comprovada e validada a metodologia de cálculo.

Com a comprovação do ótimo desempenho do motor nos testes, o objetivo neste capítulo, é fazer um levantamento de custo de material ativo do protótipo e estudar novas alternativas de projetos, visando redução de custo, mantendo ou melhorando o desempenho do mesmo.

Desta forma, quatro novas propostas de projetos são apresentadas. No estudo, foram projetados motores com diferentes geometrias do rotor, número de pólos, dimensões de ímãs, tipos e características de ímãs e estatores.

Em todos os projetos, as dimensões das pontes e dos raios das ranhuras dos ímãs na chapa do rotor foram calculadas para suportar os esforços mecânicos na máxima rotação de 3600 rpm.

Além disso, foi incluído no estudo um motor de indução de alto rendimento de mesma potência e rotação do MSIPI, para fins comparativos.

9.1. Projetos com diferentes concepções

Os projetos dos MSIPI foram nomeados de P1, P2, P3 e P4, todos na mesma carcaça IEC 160 e o motor de indução foi nomeado como MIT, cuja carcaça está na IEC 200.

Os projetos com suas principais características são apresentados a seguir:

- Projeto atual – Figura 9.1
 - Polaridade: 6 pólos
 - Ímã: NdFeB sinterizado com $B_r = 1,1T$ e temperatura de operação de $180^{\circ}C$.
 - Ranhuras do estator: 72

- Projeto P1 – Figura 9.2
 - Polaridade: 6 pólos
 - Ímã: NdFeB sinterizado com $B_r = 1,23T$ e temperatura de operação de 150°C .
 - Ranhuras do estator: 72

- Projeto P2 – Figura 9.3
 - Polaridade: 4 pólos
 - Ímã: NdFeB sinterizado com $B_r = 1,05T$ e temperatura de operação de 180°C .
 - Ranhuras do estator: 48

- Projeto P3 – Figura 9.4
 - Polaridade: 6 pólos
 - Ímã: NdFeB aglutinado com $B_r = 0,62T$ e temperatura de operação de 140°C .
 - Ranhuras do estator: 72

- Projeto P4 – Figura 9.5
 - Polaridade: 6 pólos
 - Ímã: NdFeB sinterizado com $B_r = 1,23T$ e temperatura de operação de 150°C .
 - Ranhuras do estator: 36

- Motor de indução trifásico de alto rendimento (MIT) – Figura 9.6
 - Polaridade: 2 pólos
 - Rotor: dupla gaiola;
 - Carcaça: IEC 200
 - Ranhuras do estator: 36

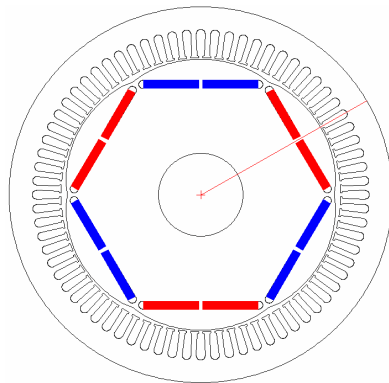


Figura 9.1 – Projeto Atual

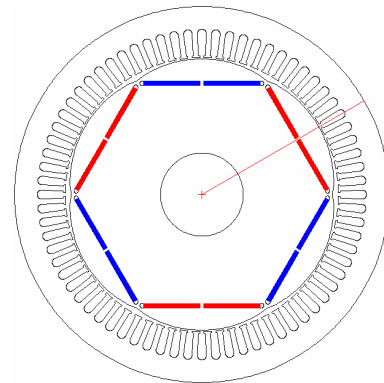


Figura 9.2 – Projeto P1

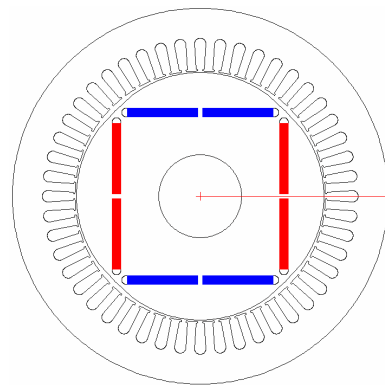


Figura 9.3 – P2

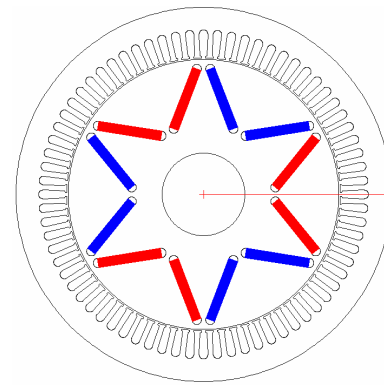


Figura 9.4 – P3

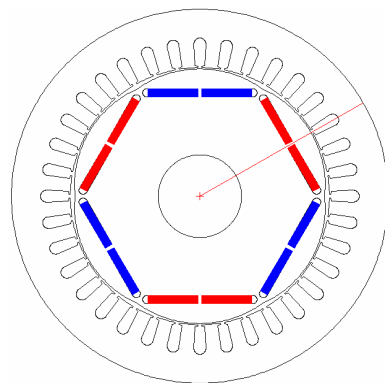


Figura 9.5 – P4

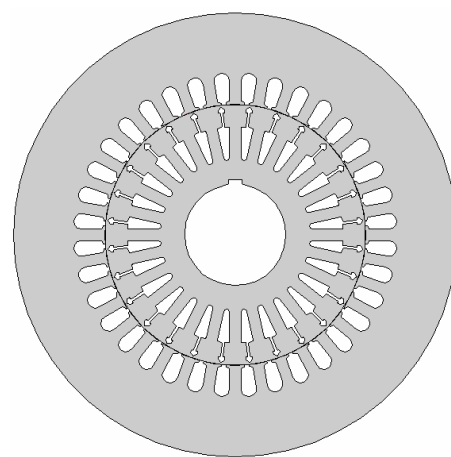


Figura 9.6 – MIT

9.2. Comparação dos resultados de simulação

As simulações dos novos projetos de MSIPI e o MIT foram realizadas nas mesmas condições de 30 kW, 3600 rpm e 380 V. Os resultados da simulação do desempenho dos projetos foram avaliados e comparados com o MIT de alto rendimento.

Um dos itens de maior importância no projeto do motor e do conversor é a corrente necessária para atender o torque nominal. O valor da corrente é o principal parâmetro para o projeto do conversor de frequência, pois quanto menor é a corrente do motor, menor é o conversor de frequência a ser usado e conseqüentemente o seu custo.

A Figura 9.7 mostra as correntes totais dos motores projetados, inclusive do MIT de alto rendimento. Com exceção do projeto P3, os demais motores possuem correntes abaixo de 60 A.

Para efeito de comparação, se fossem utilizados conversores comerciais da empresa WEG S.A., o projeto P3 seria o único que necessitaria de um conversor com uma capacidade de corrente acima de 60A, no caso, de 70 A. Os projetos atual, P1, P2, P4 e o MIT poderiam utilizar um conversor de 60 A.

O projeto P4 apresentou a menor corrente dentre todos os projetos, com 48 A. Este poderia utilizar um conversor menor, com capacidade de corrente de 50 A.

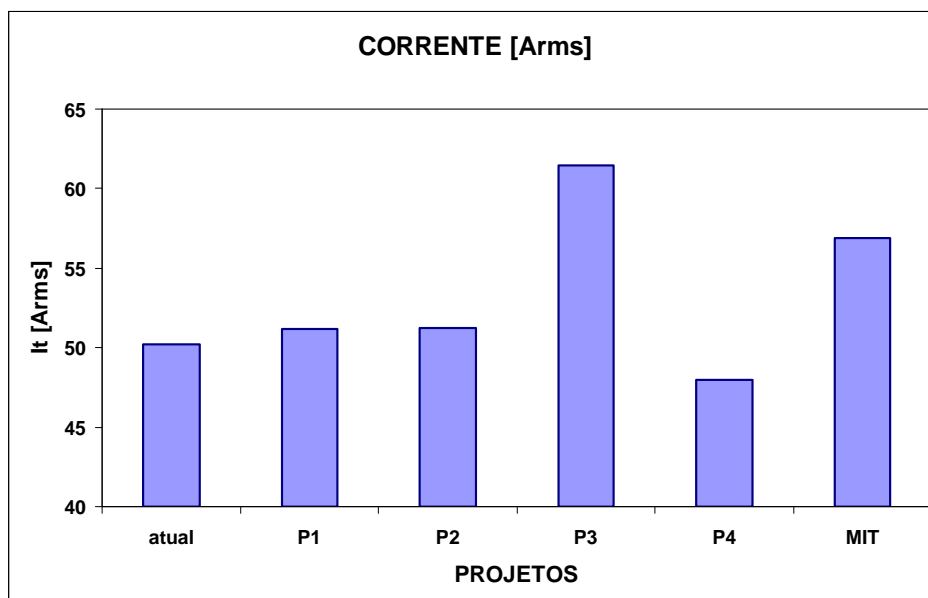


Figura 9.7 – Corrente total no motor

Na Figura 9.8 são comparados os valores das perdas Joule, perdas no ferro e perdas totais, em p.u., para todos os motores. Foram tomados como base os valores do projeto atual.

As perdas Joule (p_j) nos motores de ímãs permanentes são somente as perdas no estator (p_{j1}), mas no motor de indução são incluídas também as perdas Joule do rotor (p_{j2}), ou seja, $p_j = p_{j1} + p_{j2}$.

Foram utilizados no projeto P1 ímãs de remanência superior ao do projeto atual, o que permitiu a diminuição da espessura do ímã pela metade. Assim, foram conseguidas perdas Joule de 1,04 p.u, perdas no ferro de 1,14 p.u e perdas totais de 1,08 p.u.

O projeto P2 apresentou a segunda menor perdas no ferro, com 0,55 p.u. A redução nas perdas se deve a parcela das perdas por correntes de Foucault, que dependem da frequência de operação do motor, a qual é menor no motor de 4 pólos. As perdas Joule ficaram maiores, com 1,13 p.u. No entanto, o projeto P2 apresentou as menores perdas totais de todos os projetos, com 0,86 p.u.

No projeto P3, de ímãs de NdFeB aglutinado, foram calculadas as menores perdas no ferro, com 0,46 p.u. Contudo foi preciso uma corrente bem maior para atender o mesmo torque e em consequência disso, as perdas Joule ficaram maiores, com 1,46 p.u. Assim, as perdas totais ficaram praticamente iguais ao projeto atual, com 0,97 p.u.

No projeto P4, foram modificados os diâmetros interno do estator e externo do rotor, o número de ranhuras no estator e as dimensões dos ímãs. Com isto, foram alcançadas perdas Joule e no ferro similares ao projeto atual, resultando em perdas totais de 1 p.u.

Para se ter um MIT de mesma potência e rotação de um MSIPI, é preciso um motor de maiores dimensões e volume. Neste caso, é utilizado um MIT que está na carcaça IEC 200. A necessidade de um motor de maior volume é devido às perdas serem mais elevadas, onde as perdas Joule (p_j), no estator e rotor, no MIT são de 1,56 p.u.

Como foi escolhido um MIT de dois pólos, a parcela de perdas no ferro é similar ao projeto do MSIPI atual, com 1,09 p.u. Contudo, em função do tamanho do MIT, o sistema de ventilação é maior e conseqüentemente as perdas mecânicas, o que elevou as perdas totais para 1,8 p.u.

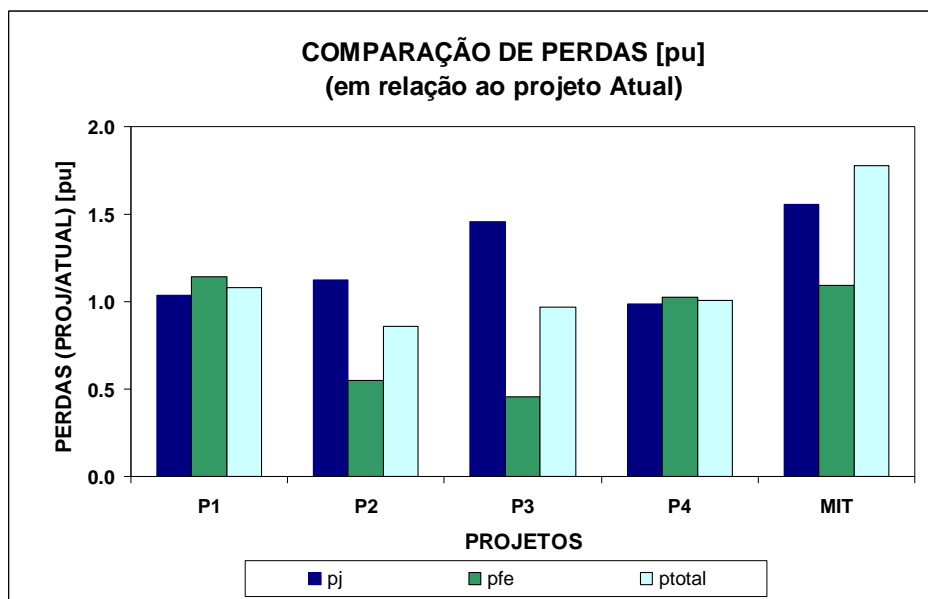


Figura 9.8 – Comparação das perdas em pu

A Figura 9.9 mostra a distribuição de todas as perdas em relação às perdas totais. Nos MSIPI, as maiores parcelas de perdas são as perdas Joule e no ferro. As perdas Joule representam um percentual entre 43% e 67% das perdas totais. As perdas no ferro, entre 20,5% e 46% das perdas totais. As perdas mecânicas têm menor participação nas perdas totais, com valor em torno de 12%.

No MIT, a parcela das perdas mecânicas é bastante significativa, com cerca de 34% das perdas totais, tendo o ventilador como a maior fonte das perdas mecânicas. As perdas no ferro têm participação de aproximadamente 27% e as perdas Joule no estator e no rotor representam 26,4% e 12,5% das perdas totais.

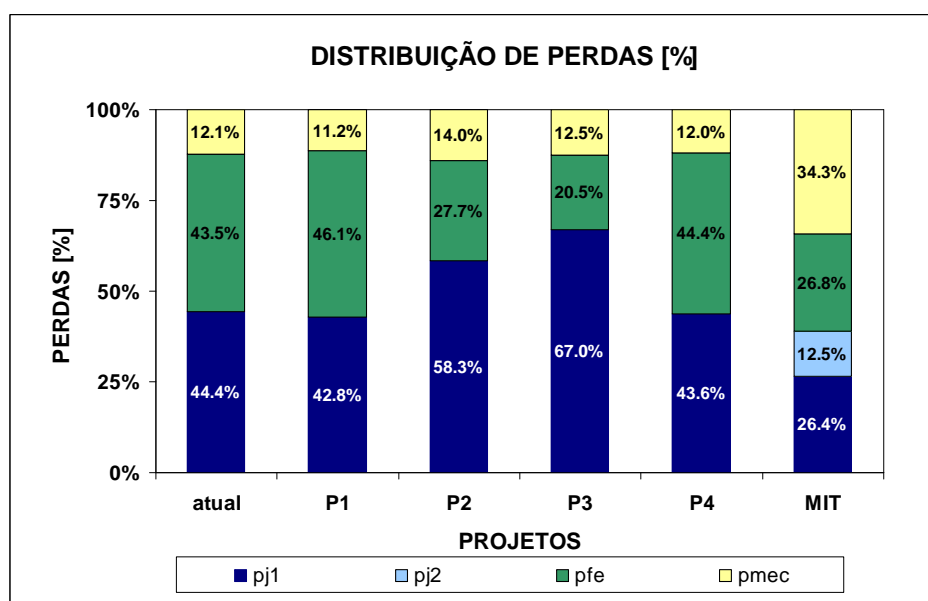


Figura 9.9 – Distribuição de perdas em %

Os rendimentos dos MSIPI são significativamente mais elevados se comparado ao MIT, na qual a diferença no rendimento varia entre 2,9% a 3,9%, conforme Figura 9.10.

Entre os MSIPI, o projeto P2 é o que apresentou rendimento mais elevado, com 96,4%. Os projetos: atual, P3 e P4 possuem rendimentos muito próximos, em torno de 95,7%. Já o projeto P1 apresentou o menor rendimento com 95,5%.

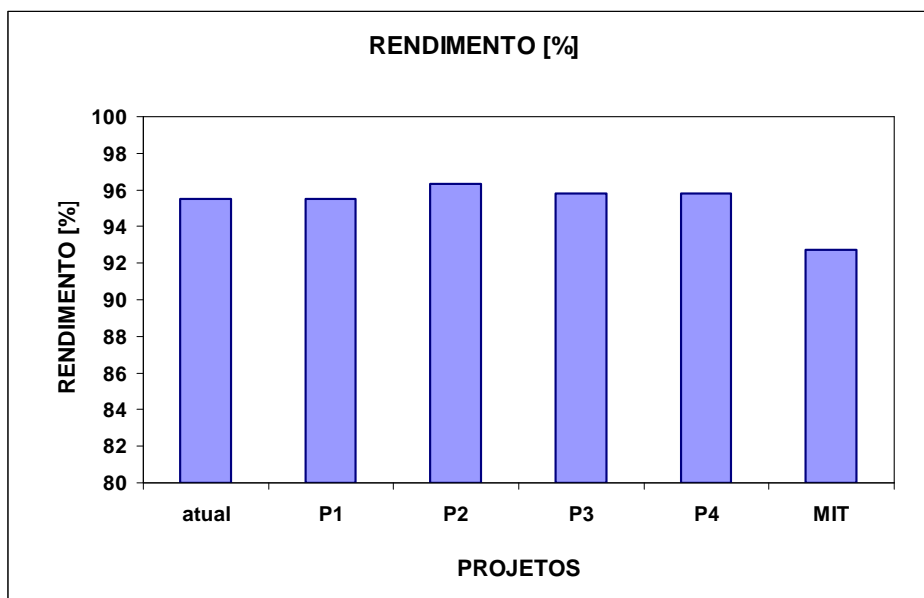


Figura 9.10 – Rendimento do motor

9.3. Comparação de custo de material ativo

Os MSIPI foram projetados para apresentarem alto valor de eficiência com baixo custo de material ativo. Na Figura 9.11 é apresentada a comparação do custo destes motores.

O projeto P1 apresentou o menor custo de material ativo. O principal motivo está na redução do custo do ímã, devido à menor temperatura permissível para operação e à redução de sua espessura. Assim, o custo de ímã para P1 ficou em 0,5 p.u. Os custos de cobre e aço foram os mesmos do projeto atual, com 1,0 p.u. Com a drástica redução no custo dos ímãs, houve uma redução no custo total de material ativo em 0,79 p.u.

No projeto P2, o volume de ímã utilizado é maior do que no projeto atual. Assim, o seu custo ficou em 1,14 p.u. O custo do cobre também ficou maior, com 1,18 p.u. Com isto, o custo total de material ativo ficou acima, com 1,10 p.u.

No projeto P3, foi verificado que o custo do ímã de NdFeB aglutinado é superior ao custo do ímã de NdFeB sinterizado, para uma mesma dimensão. Além disso, em função da diferença da remanência do ímã, o projeto realizado com o ímã aglutinado necessitou de um volume maior do que aquele para o ímã sinterizado, o que resultou em um custo de ímã bastante elevado, com 1,55 p.u. Como o custo de cobre e aço é igual ao projeto atual, o custo total de material ativo ficou em 1,23 pu, tornando-se o projeto de custo mais elevado. Além disso, como a corrente do motor é maior no projeto P3, este necessita de um conversor de capacidade de corrente superior, o que eleva também o custo do conversor e conseqüentemente do conjunto.

Com as modificações feitas no projeto P4, foi possível reduzir o custo do ímã em 0,79 p.u e o custo do cobre em 0,71 p.u. Com isto, foi conseguido o segundo menor custo de material ativo, com 0,85 p.u. Além disso, com o aumento da coroa do estator é facilitado o processo de bobinagem, pois é aumentada a região para a conformação da cabeça de bobina e que facilita a montagem/prensagem do estator bobinado na carcaça.

No MIT não há custo dos ímãs permanentes. Contudo, o custo do cobre é superior a 2,0 p.u e o custo do aço é aproximadamente 1,5 p.u em relação ao MSIPI atual. Há ainda no MIT o custo do alumínio, mas este material não foi incluído na comparação, pois não há no MSIPI. Com isto, não se determinou o custo total de material ativo do MIT em relação ao MSIPI atual.

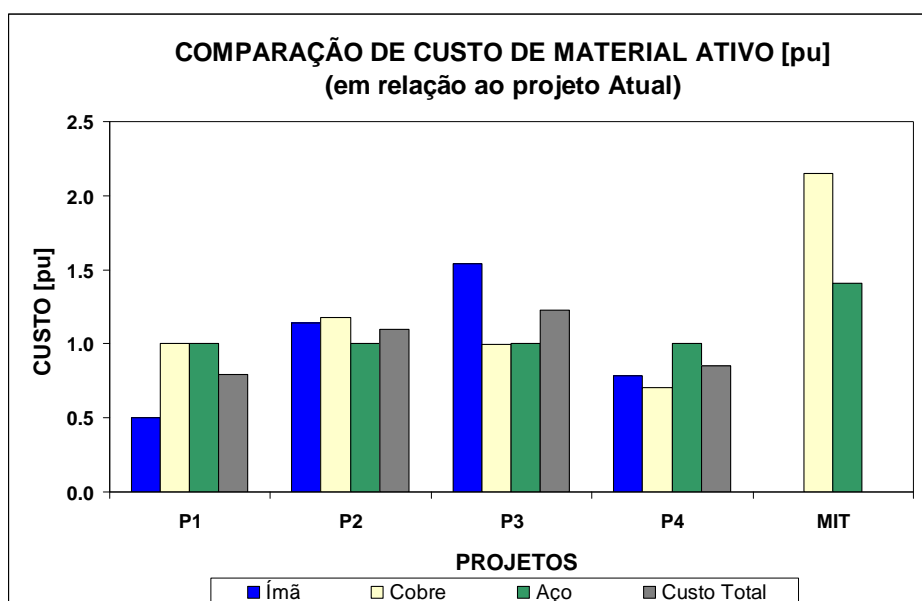


Figura 9.11 – Comparação de custo de material ativo em pu

Na Figura 9.12 é apresentada a distribuição do custo das matérias-primas em relação ao custo total.

Nos MSIPI, as chapas de aço e o ímã permanente são as matérias-primas de maior custo. Quanto à chapa de aço, o custo varia em torno de 31% a 48% do custo total. Já os ímãs permanentes, estes representam de 27% a 53,3% do custo total. O cobre tem uma participação menor, entre 16% a 25%.

No MIT, a matéria-prima de maior custo é a chapa de aço, com 53,7% do custo total, seguido pelo cobre com 42% e o alumínio, com 4,3%.

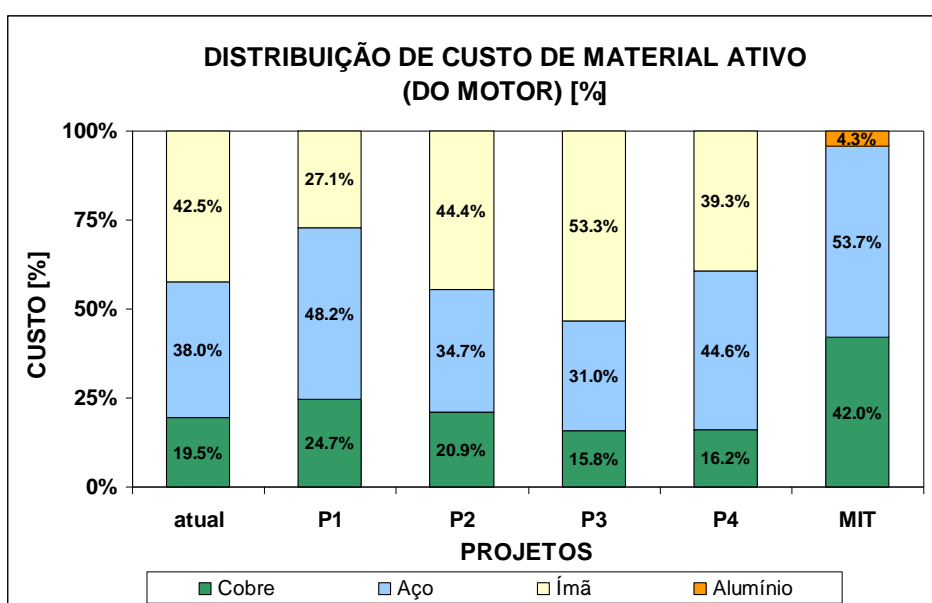


Figura 9.12 – Distribuição do custo do material ativo em %

Conforme avaliado neste capítulo, com os projetos P1 e P4, conseguiu-se reduzir o custo do motor, mantendo o mesmo rendimento do projeto atual. Além disso, a corrente do motor foi reduzida com o projeto P4.

Foi verificado ainda, que as eficiências das quatro propostas de MSIPI são superiores a do MIT. Dentre os MSIPI, o projeto P2 tem o rendimento mais elevado.

Para verificar o desempenho do projeto P2 e do MIT de alto rendimento na prática, são construídos os protótipos destes dois projetos, para realização de testes experimentais, nas quais serão comparados com o protótipo do projeto atual.

10. RESULTADOS COMPARATIVOS EXPERIMENTAIS ENTRE OS MOTORES DE INDUÇÃO E DE ÍMÃS PERMANENTES

Após a comparação teórica apresentada no capítulo anterior, um dos 4 projetos de MSIPI foi escolhido para a fabricação de um protótipo. A escolha foi baseada no critério de máxima eficiência. Assim, apesar de não ser o motor de menor custo, o projeto P2, de 4 pólos, foi escolhido para ser fabricado e testado. O motor de indução de alto rendimento também foi escolhido para ser fabricado. Assim, foi possível comparar, através de testes experimentais, o desempenho do novo protótipo de MSIPI de 4 pólos, do motor de indução e o protótipo de MSIPI de 6 pólos já apresentado nos capítulos 6 a 8.

Para avaliação da eficiência dos motores e do conversor, foram realizados testes de elevação de temperatura na região de torque constante de 79,6 Nm. As rotações escolhidas para os testes foram: mínima (360 rpm), intermediária (2500 rpm) e nominal (3600 rpm). Uma nova curva de corrente I_d foi medida para o MSIPI de 4 pólos. Nos testes dos três motores, foi utilizado o mesmo conversor de corrente de 60 A.

10.1. Comparação dos resultados dos testes experimentais dos três motores

Neste item são avaliados os resultados do teste de elevação de temperatura e da eficiência dos três motores e do conjunto (motor + conversor).

Conforme Figura 10.1, a corrente do MIT é maior em toda a região testada, entre 360 rpm a 3600 rpm. As correntes dos MSIPI de 6 e 4 pólos são muito próximas, em toda faixa de operação.

Para as rotações de 360 rpm e 2500 rpm, a corrente do MIT é em média 27% maior do que os MSIPI de 6 e 4 pólos. Para a rotação de 3600 rpm esta diferença diminui para 11%.

A Figura 10.2 mostra as perdas Joule no estator dos três motores. O MSIPI de 6 pólos apresentou as menores perdas Joule em todas as rotações testadas. As perdas Joule

no MIT são maiores em 360 rpm e 2500 rpm. Em 3600 rpm, as maiores perdas são do MSIPI de 4 pólos.

Nas simulações realizadas em 3600 rpm, a diferença nas perdas Joule entre o MSIPI de 6 e 4 pólos foi de 1,13 p.u. Entretanto, no teste experimental esta diferença ficou maior, com 1,50 p.u. A razão para esta grande diferença está na resistência elétrica dos enrolamentos do MSIPI de 4 pólos, medida na prática, que é maior do que o previsto.

Assim, devido as perdas Joule, as perdas totais no MSIPI de 4 pólos são 8% maiores do que o motor de 6 pólos, em 3600 rpm, Figura 10.3. Contrariando o que fora previsto no cálculo.

O MIT apresenta menor eficiência em toda a faixa de operação. Para a rotação de 360 rpm, as perdas Joule no estator e rotor são predominantes. Já em 3600 rpm, as perdas mecânicas têm grande influência nas perdas totais.

Por consequência, a elevação da temperatura é maior no MIT. Principalmente em 360 rpm, onde as perdas Joule são elevadas, apresentando um ΔT de aproximadamente 90 K. Esta elevação está próxima do limite térmico da Classe F. Os MSIPI de 6 e 4 pólos operam com bastante folga térmica em toda a faixa de operação, Figura 10.4.

Os MSIPI de 6 e 4 pólos apresentaram rendimentos superiores ao do MIT em todas as rotações, Figura 10.5. Esta diferença na eficiência é mais evidente em 360 rpm, apresentando um aumento de 10%. Em 2500 rpm e 3600 rpm a diferença é de 2%, em média.

A Figura 10.6 mostra o rendimento do conjunto motor + conversor. Nas rotações de 2500 rpm e 3600 rpm a eficiência do conversor é bastante elevada, em torno de 98%. Consequentemente, a eficiência do conjunto dos MSIPI também é elevada. Por exemplo, o rendimento do conjunto nos MSIPI, em 2500 rpm e 3600 rpm, é de 93%. Este é o rendimento do MIT, quando acionado diretamente pela rede de alimentação, na rotação próxima de 3600 rpm. Quando acionado por um conversor, o motor de indução, apresenta rendimento do conjunto de 91%, ou seja, 2% menor do que os MSIPI.

Em 360 rpm, a eficiência do conversor diminui, reduzindo assim a eficiência global. Contudo, esta redução foi mais pronunciada para o MIT, apresentando uma eficiência 13% menor do que os MSIPI.

Desta forma, pode-se concluir que os MSIPI de 6 e 4 pólos apresentam vantagens quando comparados com o motor de indução, pois possuem eficiência mais elevada e menor volume, com custo compatível.

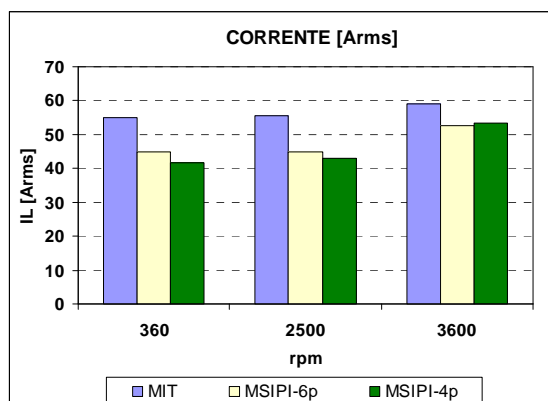


Figura 10.1 – Corrente total do motor

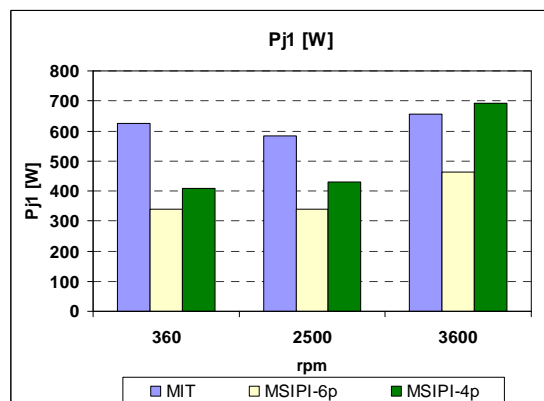


Figura 10.2 – Perdas Joule no estator

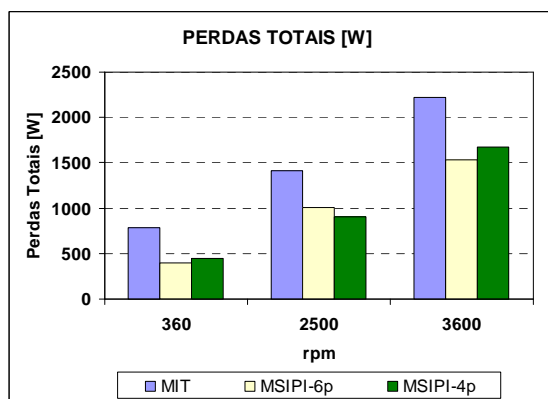


Figura 10.3 – Perdas totais no motor

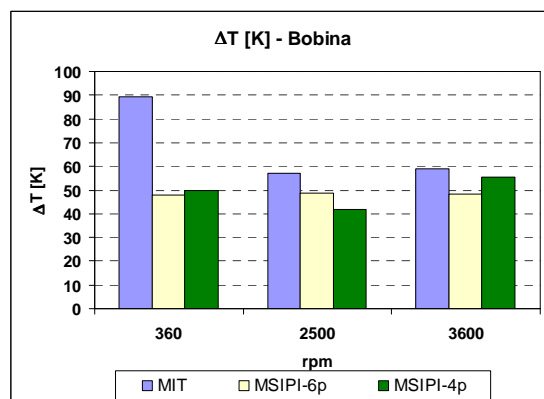


Figura 10.4 – Elevação de temperatura

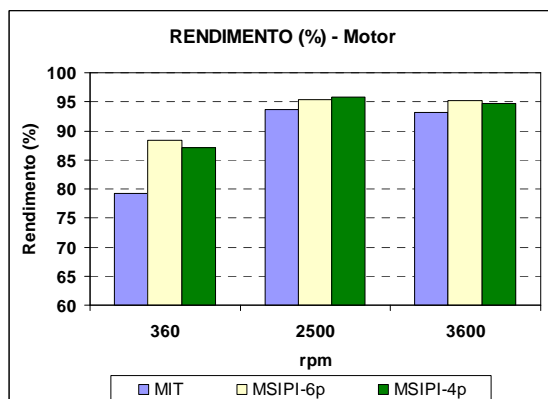


Figura 10.5 – Rendimento do motor

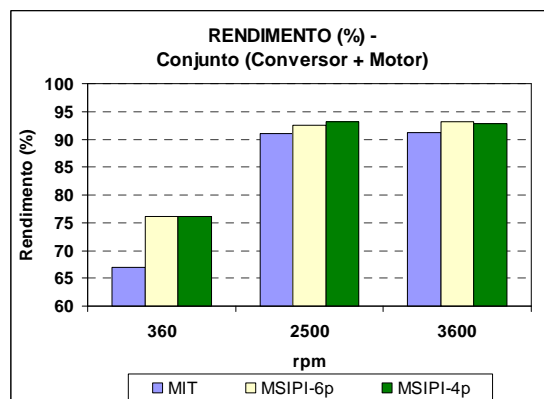


Figura 10.6 – Rendimento do conjunto

11. CONCLUSÕES E SUGESTÕES PARA FUTUROS TRABALHOS

11.1. Conclusões

O principal objetivo deste trabalho foi estudar e projetar diferentes geometrias de rotores de motores síncronos de ímãs permanentes internos (MSIPI), de alta eficiência, com uso do torque adicional de relutância, buscando a melhor relação entre as indutâncias L_d e L_q .

Na primeira etapa da pesquisa, cinco configurações de rotor foram avaliadas. O projeto denominado “C” apresentou os melhores resultados em termos de eficiência e maior relação de torque por corrente. As simulações mostraram uma forma de onda da f_{cem} com baixo conteúdo harmônico e um reduzido valor para o *cogging* torque. Estes fatores favorecem o acionamento do motor, permitindo uma operação suave, com baixo ripple de torque. A geometria do rotor também apresentou uma maior resistência mecânica nas pontes da chapa de aço. Com isto, o projeto “C” foi confeccionado e testado, para comprovação da metodologia de cálculo.

Mesmo com a concepção do motor definida, alguns critérios de projeto foram verificados, para assegurar a integridade física do motor. Assim, foram definidos os limites de rotação que o rotor pode atingir sem que sofra danos permanentes, como ruptura das pontes. Também foi avaliado o risco de desmagnetização dos ímãs em operação de sobrecarga ou em curto-circuito, no motor.

Os resultados experimentais encontrados no primeiro protótipo confirmaram o bom desempenho do motor síncrono de ímãs permanentes, em termos de eficiência, para toda a faixa de operação.

Através da análise dos resultados, conclui-se que o uso do enfraquecimento de campo é uma excelente alternativa para a obtenção de torques adicionais ou para aumentar o valor de máxima rotação. Também foi comprovada a capacidade do MSIPI em operar com sobrecargas elevadas, dentro do limite térmico.

Na segunda etapa da pesquisa foi realizado o levantamento do custo de material ativo do protótipo e também avaliada a viabilidade de novas alternativas de projetos, com redução de custo, mantendo ou melhorando o desempenho do mesmo. Desta forma, quatro novas topologias foram apresentadas. Por fim, a topologia com a melhor eficiência foi novamente confeccionada e comparada com o protótipo de MSIPI de 6 pólos e com um motor de indução de alto rendimento.

Foram comprovados nos resultados de testes que o MSIPI apresenta vantagens em relação ao motor de indução, principalmente em termos de eficiência, também em seu tamanho e volume.

Por fim, o método de cálculo utilizado neste trabalho mostrou-se extremamente eficiente, tendo sido validado através de resultados práticos.

11.2. Sugestões para futuros trabalhos

Como sugestões para futuros trabalhos pode-se mencionar:

- Aprofundamento nos estudos dos MSIPI de 4 pólos;
- Estudo de medições das indutâncias dos MSIPI, com enfraquecimento de campo;
- Melhoria na avaliação das perdas no ferro nos MSIPI, com enfraquecimento de campo;
- Avaliação de métodos experimentais de separação de perdas em MSIPI;
- Avaliação de MSIPI com enrolamentos fracionários.

ANEXO 1 – FABRICAÇÃO DO PROTÓTIPO

O processo e os critérios de fabricação do estator bobinado são exatamente o mesmo de um motor de indução, portanto a sua fabricação é notoriamente conhecida e dominada.

Por outro lado, a fabricação do rotor de ímãs permanentes é mais complexa e exige atenção diferenciada quando comparada à fabricação de um rotor de motor de indução. No caso do motor de ímãs permanentes, ao magnetizá-los, partes e peças metálicas próximas a eles podem ser atraídas com violência e causar acidentes, além de apresentar dificuldades na montagem do ímã magnetizado no rotor.

A.1 Fabricação do rotor

O processo de estampagem do rotor foi feito com a ferramenta conhecida como “tico-tico”. Com as chapas de aço do rotor estampadas, o pacote do rotor é montado com a ajuda de um dispositivo mecânico, e em seguida é feita a soldagem do mesmo, Figura A.1.

As barras de ímãs são magnetizadas uma a uma, externamente ao rotor, por um magnetizador da marca “Magnet-Physics”, de tensão máxima de 3000V. Ao concluir a magnetização das barras de ímãs, estas são inseridas uma a uma nas ranhuras do rotor e por último é inserido o eixo no rotor.

Os cuidados no manuseio do rotor devem ser grandes, pois este também fica magnetizado e pode atrair toda e qualquer peça metálica próxima a ele. Além disso, o local da montagem deve ser limpo, sem resquício de sujeira ou resíduos de limalha de ferro que possam ser atraídas pelo rotor magnetizado e danificar o motor durante funcionamento, ocasionando curto-circuito.



Figura A.1 – Processo de montagem das lâminas do rotor

A.2 Montagem do motor

Pelo fato do rotor estar magnetizado, há grande dificuldade na montagem deste no estator, pois o rotor é constantemente atraído ao estator, podendo causar danos à bobina ou no próprio pacote do estator e do rotor. Além disso, há riscos de acidente.

Assim, um dispositivo semelhante a um torno foi desenvolvido para a montagem do rotor no estator.

O estator é fixado pelos pés da própria carcaça sobre uma base e o rotor é suspenso pelo eixo e centralizado ao estator. A base em que se encontra o estator está sobre trilhos, de maneira que ele possa ser movido ao longo do pacote do rotor, até que ambos fiquem centralizados, Figura A.2. Ao finalizar esta etapa são montadas as tampas.



Figura A.2 – Montagem do rotor no estator

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

LIVROS

- [1] J. R. Hendershot Jr, T. J. E. Miller, “*Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press-Oxford, 1994.
- [2] T.J.E. Miller, “*SPEED’s Electric Motors*”, University of Glasgow, Chapter 1 and 2 – Brushless Permanent-Magnet Machines, 2002-2007.

ARTIGOS

- [3] M. A. Rahman, “*Recent Advances of IPM Motor Drives in Power Electronics World*”, International Conference on Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005, 16-18 Jan. 2006, Volume: 1, page(s): 24- 31.
- [4] T. M. Jahns e W. L. Soong, “*Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives – A Review*” IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 43, Issue 2, Apr 1996, page(s):321 – 330.
- [5] K. J. Binns, F. B. Chaaban, and A. A. K. Hameed, “*Major design parameters of a solid canned motor with skewed magnets,*” in IEE Proc.,vol. 140, no. 3, May 1993, page(s): 161-165.
- [6] R. Carlson, A. Tavares, J. Bastos, and M. Lajoie-Mazenc, “*Torque ripple attenuation in permanent magnet synchronous motors*”, in Rec. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meet., 1989, page(s): 57-62.
- [7] M. Jug, B. Hribemik, A. Hamler, M. Trlep, and B. Kreca, “*Investigation of reluctance torque of brushless DC motor,*” in Proc. Int. Conf. Elec. Machines, 1990, page(s): 132-137.

- [8] T. Li and G. Slemon, "*Reduction of cogging torque in permanent magnet motors,*" IEEE Trans. Magn., vol. 24, no. 6, Nov. 1988, page(s): 2901-2903.
- [9] J. De La Ree and N. Boules, "*Torque production in permanent-magnet synchronous motors,*" IEEE Trans. Ind. Application, vol. 25, no. 1, Jan./Feb. 1989, page(s): 107-112.
- [10] T. Sebastian and V. Gangla, "*Analysis of induced EMF and torque waveforms in a brushless permanent magnet machine*", in Rec. IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meet., 1994, page(s): 240-246.
- [11] B. Nogarede and M. Lajoie-Mazenc, "*Torque ripple minimization methods in sinusoidal fed synchronous permanent magnet machines,*" in Proc. IEE Conf Elec. Machines & Drives, Sept. 1991, page(s): 41-45.
- [12] L. Qinghua, M. A. Jabbar e A. M. Khambadkone, "*Design Optimization of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Wide-Speed Operation*", Proceedings Power Electronics and Drive Systems 2001, 2001 4th IEEE International Conference, Volume 2, 22-25 Oct. 2001, page(s): 475 – 478.
- [13] R. F. Schiferl and T. A. Lipo, "*Power Capability of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors in Variable Speed Drive Applications*", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, Jan/Feb, 1990, page(s): 115-123.
- [14] Longya Xu and Lurong Ye, "*A New Design Concept of Permanent Magnet Machine for Flux Weakening Operation*", IEEE Transaction on Industry Application, Vol.31, N°2, March/April 1995, page(s): 373-378.
- [15] T. M. Jahns, "*Interior Permanet-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives*", IEEE Transactions on Industry Application, Vol.IA-22, N°4, July/August 1986, page(s): 738-746.

- [16] D. M. Ionel and J. F. Eastham, “*Design Considerations for PM Synchronous Motors fo Flux Weakening Applications*”, International Conference on Electrical Machines and Drives, N° 444, 1997, page(s): 371-375.
- [17] J. C. Teixeira, C. Chillet and J. P. Yonnet, “*Structure Comparison of Buried Permanent Magnet Synchronous Motors for Flux Weakening Operation*”, International Conference on Electrical Machines and Drives, 1993, page(s): 365-370.
- [18] M. Hippner and R. C. Harley, “*Looking for an Optimal Rotor for High Speed Permanent Magnet Synchronous Machine*”, Industry Applications Society Annual Meeting, Vol. 1, 1992, page(s): 265-270.
- [19] N. Bianchi, S. Bolognani; “*Interior PM Synchronous Motor for High Performance Applications*”, Proceedings of the Power Conversion Conference 2002, PCC Osaka 2002, Volume: 1, page(s): 148-153.
- [20] K. Yamazaki, S. Ohki, A. Nezu e T. Ikemi, “*Development of Interior Permanent Magnet Motors – Reduction of Harmonic Iron Losses by Optimizing Rotor Structures*”, IEMDC 2007, IEEE, Turkey.
- [21] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasu, “*Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, N°5, September/October 1990, page(s): 866 – 871.
- [22] S. Vaez-Zadeh, A.R. Ghasemi, “*Design optimization of permanent magnet synchronous motors for high torque capability and low magnet volume*”, Electric Power Systems Research, Elsevier, Volume 74, Issue 2, May 2005, page(s) 307-313.
- [23] T. Ohnishi and N. Takahashi, “*Optimal Design of Efficient IPM Motor Using Finite Element Method*”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 36, NO. 5, SEPTEMBER 2000, page(s): 3537 – 3539.

- [24] K. Lee, K. Kim, S. Kim, J. Ahn, S. Lim and J. Lee, “*Optimal magnet shape to improve torque characteristics of interior permanent magnet synchronous motor*”, *Journal of Applied Physics*.97, 2005, 10Q505-1 - 10Q505-3.
- [25] A. Kiyomarsi, M. Moallem, “*Optimal Shape Design of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor*”, 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, Volume , Issue , 15-18 May 2005, page(s): 642 - 648
- [26] D. Kim, I. Park, J. Lee and C. Kim, “*Optimal Shape Design of Iron Core to Reduce Cogging Torque of IPM Motor*”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 39, N°. 3, May 2003, page(s): 1456 – 1459.
- [27] T.M Jahns, S. Han, A.M. El-Refai, J. Baek, M. Aydin, M.K Guven, W.L. Soong, “*Design and Experimental Verification of a 50 kW Interior Permanent Magnet Synchronous Machine*”, *IEEE Industry Applications Conference*, 2006. 41st IAS Annual Meeting, 8-12 Oct. 2006, Volume: 4, page(s): 1941-1948.
- [28] W. Ouyang, D. Zarko, T.A. Lipo, “*Permanent Magnet Machine Design Practice and Optimization*” *IEEE Industry Applications Conference*, 2006. 41st IAS Annual Meeting, 8-12 Oct. 2006, Volume: 4, page(s): 1905-1911.
- [29] L.Jolly, M.A. Jabbar, L. Qinghua, “*Optimization of the constant power speed range of a saturated permanent magnet synchronous motor*”, , *IEEE Transactions on Industry Applications*, July-Aug. 2006, Volume: 42, Issue: 4, page(s): 1024- 1030.
- [30] S. Morimoto, Y. Takeda, K. Hatanaka, Y. Tong, T. Hirasa, “*Design and Control System of Inverter-Driven Permanent Magnet Synchronous Motors for High Torque Operation*”, *IEEE Transactions of Industry Applications*, Vol. 29, N°6, November/December 1993, page(s): 1150 – 1155.
- [31] P. Thelin, H-P. Nee, “*Suggestions Regarding the Pole-Number of Inverter-Fed PM-Synchronous Motors With Buried Magnets*”, *PEVD*, London, England, September 1998, page(s): 544 – 547.

- [32] J. Holtz, “*Sensorless control of induction motors*”, Proceedings of the IEEE, 90(8): 1358-1394, Aug. 2002.

MANUAIS

- [33] Manual de projeto do Motor, módulo PC-BDC. Laboratório SPEED – Universidade de Glasgow.
- [34] Manual do PC-FEA. Laboratório SPEED – Universidade de Glasgow.
- [35] Manual do EFCAD. GRUCAD – Universidade Federal de Santa Catarina.

RELATÓRIOS

- [36] R. S. Miranda, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, M. B. R. Corrêa, “*Determinação da Posição e Velocidade da Máquina Síncrona a Ímã Permanente Sem Sensor de Posição Mecânico para Sistemas de Acionamento*”, Laboratório de Eletrônica Industrial e Acionamento de Máquinas – Universidade Federal de Campina Grande.